



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA
CATARINA**

CENTRO TECNOLÓGICO

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**



**INEP – INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE
POTÊNCIA**

Felipe Tureck

**CONVERSOR ELETRÔNICO PARA DISPOSITIVOS DE ILUMINAÇÃO A
OLED**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Co-orientador: Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.

Florianópolis

2012

Catálogo na fonte pela Biblioteca Universitária
da
Universidade Federal de Santa Catarina

T934c Tureck, Felipe

Conversor eletrônico para dispositivos de iluminação a OLED [dissertação] / Felipe Tureck ; orientador, Arnaldo José Perin. - Florianópolis, SC, 2012.

103 p.: il., grafs., tabs.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia elétrica. 2. Conversores de corrente elétrica. 3. Correntes elétricas. I. Perin, Arnaldo José. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU 621.3

Felipe Tureck

CONVERSOR ELETRÔNICO PARA DISPOSITIVOS DE ILUMINAÇÃO A OLED

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 19 de Março de 2012.

Prof. Patrick Kuo Peng, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Orientador

Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.

Co-orientador

Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr.

Universidade Federal de Santa Catarina

Eng. Cesare Quinteiro Pica, Dr.

Fundação CERTI

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Universidade Federal de Santa Catarina

A meu Pai e minha Mãe.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, pela vida, saúde e os dons que Dele recebi. Aos meus pais José Vanderlei Tureck e Iria Geralda Wiese Tureck pelo apoio incondicional às minhas decisões. Aos familiares e amigos, pelas palavras de apoio.

Ao professor Arnaldo José Perin, pela orientação, amizade e por acreditar no meu trabalho. Ao professor Marcelo Lobo Heldwein, pela co-orientação.

Aos demais professores do Instituto de Eletrônica de Potência, pela contribuição para a minha formação: Ivo Barbi, Ênio Valmor Kassick, João C. Fagundes, Denizar C. Martins, Hari B. Mohr, Samir Ahmad Mussa.

Aos membros da banca Ênio Valmor Kassick e Cesare Quinteiro Pica, pelas contribuições ao estudo.

Aos colegas da turma de 2010 de mestrado do INEP André de Bastiani Lange, Bruno da Silva Nora, Daniel Flores Cortez, Daniel Korbes e Rafael Reis Ramos, com os quais pude compartilhar bons momentos durante nossa convivência.

Aos demais pós-graduandos e ex-alunos do INEP, que juntamente com os já citados, justificam a existência do instituto.

A todos os funcionários do INEP essenciais ao bom funcionamento do instituto.

Agradeço a CAPES e a Fundação CERTI, pela concessão de bolsas de estudo, que custearam minha formação de Mestrado.

Finalizo agradecendo a todos os brasileiros que, através dos impostos pagos, provêm os recursos para manutenção de instituições públicas como a UFSC, permitindo a tantos jovens o acesso à formação universitária e pós-graduação.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

CONVERSOR ELETRÔNICO PARA DISPOSITIVOS DE ILUMINAÇÃO A OLED

FELIPE TURECK

Março /2012

Orientador: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Co-orientador: Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Palavras-chave: OLEDs, conversor eletrônico, conversor Buck, conversor Buck quase-ressonante, controle por valor médio da corrente, comutação sob tensão nula.

Número de Páginas: 103.

RESUMO: Este trabalho apresenta o estudo e a implementação de um conversor eletrônico para a realização do acionamento de um dispositivo de iluminação à OLED (LED orgânico). É proposto um conversor Buck operando com controle da corrente de saída para acionar este dispositivo. A frequência de comutação utilizada neste conversor é na ordem de centenas de kilohertz até um megahertz, possibilitando a redução do tamanho dos elementos passivos. Devido a característica elétrica do dispositivo OLED a potência envolvida é inferior a cinco watts. Como consequência, as perdas nos componentes e nos circuitos auxiliares possuem uma influência significativa na composição do rendimento. Por isto, também são estudadas e testadas algumas técnicas que podem possibilitar um aumento no rendimento da estrutura, formada pelo conversor eletrônico mais o dispositivo de iluminação, através da substituição ou da inclusão de alguns componentes no conversor Buck ou da utilização de outro conversor eletrônico visando à redução nas perdas.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

ELECTRONIC CONVERTER FOR OLED LIGHTING DEVICES

FELIPE TURECK

March/2012

Advisor: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Co-advisor: Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.

Area of Concentration: Power Eletronics and Eleltrical Drivers.

Keywords: OLEDs, electronic converter, Buck converter, Buck nearly resonant converter, average current control and zero voltage switching.

Number of Pages: 103

ABSTRACT: This paper presents the study and implementation of an electronic converter for driving an OLED lighting device. A Buck converter operating with control of the output current is proposed to drive this device. The switching frequency used in this converter is in the order of hundreds of kHz to a MHz, allowing a reduction in the size of the passive elements. Due to the electrical characteristic of OLED device, the power involved is less than five watts. The components and auxiliary circuits losses have a significant influence on the composition of efficiency. Therefore, some techniques that can enable an increase in the efficiency of the structure are studied and tested, formed by the electronic converter and the lighting device. The techniques replace or add a few components in the Buck converter or using another electronic converter in order to reduce losses.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	IX
LISTA DE TABELAS	XIV
1. INTRODUÇÃO GERAL	1
2. OLED	5
2.1. INTRODUÇÃO	5
2.2. HISTÓRICO DO OLED	5
2.3. ESTRUTURA, FUNCIONAMENTO E CLASSIFICAÇÃO DOS OLEDs ...	10
2.4. MODELO EQUIVALENTE DO OLED	17
2.5. CONCLUSÃO	18
3. ESTUDO DO CONVERSOR BUCK PARA OLEDs.....	19
3.1. INTRODUÇÃO	19
3.2. CONVERSOR BUCK.....	20
3.3. ETAPAS DE FUNCIONAMENTO	20
3.4. RESULTADOS OBTIDOS POR SIMULAÇÕES	23
3.5. ESCOLHA DE COMPONENTES	28
3.5.1. <i>Circuito integrado LM 3402</i>	30
3.5.2. <i>Resultados Experimentais com LM 3402</i>	31
3.6. CONCLUSÃO	36
4. ESTUDO DE TÉCNICAS PARA MELHORIA DO RENDIMENTO.....	38
4.1. INTRODUÇÃO	38
4.2. CIRCUITO DE GATE RESSONANTE	38
4.2.1. <i>Etapas de funcionamento</i>	39
4.2.2. <i>Resultados obtidos por Simulações</i>	46
4.2.3. <i>Conclusões Parciais</i>	49
4.3. REDUÇÃO DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO	49
4.3.1. <i>Resultados obtidos por Simulação</i>	49
4.3.2. <i>Resultados Experimentais</i>	51
4.3.3. <i>Conclusões Parciais</i>	52
4.4. UTILIZAÇÃO DO BUCK SÍNCRONO.....	53
4.4.1. <i>Resultados obtidos por Simulações e Conclusões Parciais..</i>	53
4.5. INTRODUÇÃO DE ESTÁGIO INTERMEDIÁRIO PARA REDUÇÃO DA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO DO CONVERSOR	56
4.5.1. <i>Resultados obtidos por Simulações</i>	57
4.5.2. <i>Resultados Experimentais</i>	59
4.5.3. <i>Conclusões Parciais</i>	60

4.6.	COMBINAÇÃO DA REDUÇÃO DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO COM REDUÇÃO DE TENSÃO ATRAVÉS DE ESTÁGIO INTERMEDIÁRIO.....	61
4.6.1.	<i>Resultado Experimental</i>	61
4.6.2.	<i>Conclusões Parciais</i>	62
4.7.	RE-ENSAIO SEM ALTERAÇÃO DE COMPONENTES	63
4.7.1.	<i>Resultados Experimentais</i>	63
4.7.2.	<i>Conclusões Parciais</i>	66
4.8.	ESTUDO TEÓRICO DAS PERDAS NO CONVERSOR BUCK.....	67
4.8.1.	<i>Conclusões Parciais</i>	69
4.9.	UTILIZAÇÃO DO BUCK-QRC-ZVS	69
4.9.1.	<i>Etapas de funcionamento [26]</i>	70
4.9.2.	<i>Resultados obtidos por Simulações e Conclusões Parciais</i> ..	73
4.9.3.	<i>Resultados Experimentais</i>	78
4.9.4.	<i>Conclusões Parciais</i>	82
4.10.	BUCK QUADRÁTICO	82
4.10.1.	<i>Etapas de Funcionamento</i>	82
4.10.2.	<i>Resultados obtidos por Simulações</i>	85
4.10.3.	<i>Conclusões Parciais</i>	86
4.11.	CONCLUSÃO.....	87
5.	CONCLUSÕES GERAIS	88
6.	BIBLIOGRAFIA	90
7.	ANEXOS	92
7.1.	ANEXO 1	92
7.2.	ANEXO 2	94
7.3.	ANEXO 3	97

LISTA DE FIGURAS

<i>Figura 1 - Figura cronológica de algumas aplicações de OLED de 1990 até 2009 [6].</i>	7
<i>Figura 2 – Módulo OLED da Philips.</i>	8
<i>Figura 3 – Sistemas de painéis OLEDs apresentados pela NEC na Japan OLED lighting Fair.</i>	9
<i>Figura 4 – Amostras de OLEDs apresentadas na Fiori Salone 2011 [11].</i>	9
<i>Figura 5 – Geo-Cosmos apresentado pela Mitsubishi em Tóquio.</i>	10
<i>Figura 6 – Estrutura de um dispositivo OLED [2].</i>	11
<i>Figura 7 – OLED com manchas escurecidas causadas pelo contato da estrutura do OLED com a umidade e com o oxigênio.</i>	12
<i>Figura 8 - OLED de Matriz Ativa [20].</i>	13
<i>Figura 9 - OLED de Matriz Passiva [20].</i>	14
<i>Figura 10 - OLED Transparente [20].</i>	15
<i>Figura 11 - OLED de emissão superior [20].</i>	15
<i>Figura 12 - Exemplo de OLED Flexível [19].</i>	16
<i>Figura 13 - Exemplo de OLED Branco e Transparente [2].</i>	17
<i>Figura 14 - Circuito equivalente simples do OLED.</i>	18
<i>Figura 15 – Esquemático elétrico do conversor Buck com filtro de saída LC.</i>	20
<i>Figura 16 – Primeira etapa de funcionamento do conversor Buck.</i>	21
<i>Figura 17 - Segunda etapa de funcionamento do conversor Buck.</i>	22
<i>Figura 18 – Formas de onda da corrente no diodo de roda-livre, no MOSFET e no indutor e também o sinal de gate.</i>	22
<i>Figura 19 - Esquemático elétrico utilizado para a simulação.</i>	23
<i>Figura 20 - Corrente e tensão de saída do conversor.</i>	24
<i>Figura 21 - Potência média de entrada e de saída do conversor.</i>	24
<i>Figura 22 - Potência média na fonte auxiliar e perda média no interruptor.</i>	25
<i>Figura 23 - Esquemático elétrico utilizado para a simulação com a troca dos interruptores.</i>	26
<i>Figura 24 - Potência média de entrada e de saída do conversor.</i>	26
<i>Figura 25 - Potência média na fonte auxiliar e perda média no interruptor.</i>	26
<i>Figura 26 - Esquemático elétrico utilizado para a simulação sem o capacitor de saída.</i>	27
<i>Figura 27 - Tensão e corrente de saída do conversor.</i>	27
<i>Figura 28 - Potência média de entrada e de saída do conversor.</i>	28
<i>Figura 29 - Potência média na fonte auxiliar e perda média no interruptor.</i>	28
<i>Figura 30 – Esquemático elétrico interno do CI LM 3402.</i>	29
<i>Figura 31 - Esquemático do conversor com o LM 3402.</i>	31

<i>Figura 32 – Layout da placa de circuito impresso do conversor com o LM 3402.....</i>	<i>31</i>
<i>Figura 33 – Foto da placa de circuito impresso com os componentes empregados.</i>	<i>32</i>
<i>Figura 34 - Tensão sobre o Diodo D1 e corrente de saída do conversor. ...</i>	<i>33</i>
<i>Figura 35 - Ondulação da corrente de saída.</i>	<i>33</i>
<i>Figura 36 - Tensão de saída, corrente de saída, corrente de entrada e tensão de entrada do conversor para uma tensão de alimentação de 24 V na entrada.</i>	<i>34</i>
<i>Figura 37 - Tensão de saída, corrente de saída, corrente de entrada e tensão de entrada do conversor alimentando o OLED com corrente próxima da nominal.</i>	<i>35</i>
<i>Figura 38 - Curva do rendimento em função da corrente do OLED.</i>	<i>36</i>
<i>Figura 39 – Circuito ressonante de comando do interruptor.</i>	<i>39</i>
<i>Figura 40 – Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 1.</i>	<i>39</i>
<i>Figura 41 - Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 2.</i>	<i>40</i>
<i>Figura 42 - Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 3.</i>	<i>40</i>
<i>Figura 43 - Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 4.</i>	<i>41</i>
<i>Figura 44 - Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 5.</i>	<i>41</i>
<i>Figura 45 - Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 6.</i>	<i>42</i>
<i>Figura 46 - Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 7.</i>	<i>42</i>
<i>Figura 47 - Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 8.</i>	<i>43</i>
<i>Figura 48 - Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 9.</i>	<i>43</i>
<i>Figura 49 - Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 10.</i>	<i>44</i>
<i>Figura 50 - Formas de onda do circuito ressonante para o comando do interruptor.</i>	<i>45</i>
<i>Figura 51 - Esquemático elétrico utilizado para a simulação com o circuito de comutação ressonante.</i>	<i>46</i>
<i>Figura 52 - Potência média de entrada e de saída do conversor.</i>	<i>46</i>
<i>Figura 53 - Potência média fornecida pela fonte auxiliar e perda média no interruptor.</i>	<i>47</i>
<i>Figura 54 - Esquemático elétrico utilizado para a simulação.</i>	<i>48</i>
<i>Figura 55 – Potência média de entrada e de saída do conversor.</i>	<i>48</i>

<i>Figura 56 - Potência média na fonte auxiliar e perda média no interruptor.</i>	48
<i>Figura 57 - Esquemático elétrico utilizado para a simulação.</i>	50
<i>Figura 58 - Potência média de entrada e de saída do conversor.</i>	50
<i>Figura 59 - Potência média na fonte auxiliar e perda média no interruptor.</i>	50
<i>Figura 60 - Tensão de saída, corrente de saída, corrente de entrada e tensão de entrada do conversor para uma tensão de alimentação de 24 V na entrada e frequência de 500 kHz.</i>	52
<i>Figura 61 - Esquemático elétrico do circuito utilizado na primeira simulação.</i>	54
<i>Figura 62 - Corrente de saída do conversor e o rendimento da estrutura para o circuito da primeira simulação.</i>	54
<i>Figura 63 – Esquemático elétrico do circuito utilizado na segunda simulação.</i>	55
<i>Figura 64 - Corrente de saída do conversor e o rendimento da estrutura para o circuito da segunda simulação.</i>	55
<i>Figura 65 – Corrente de saída do conversor e o rendimento da estrutura para o circuito da primeira simulação considerando a potência das fontes auxiliares.</i>	56
<i>Figura 66 - Corrente de saída do conversor e o rendimento da estrutura para o circuito da segunda simulação considerando a potência das fontes auxiliares.</i>	56
<i>Figura 67 - Esquemático elétrico do circuito utilizado na terceira simulação.</i>	57
<i>Figura 68 - Corrente de saída do conversor e o rendimento da estrutura para o circuito da terceira simulação desconsiderando a potência das fontes auxiliares.</i>	58
<i>Figura 69 - Corrente de saída do conversor e o rendimento da estrutura para o circuito da terceira simulação considerando a potência das fontes auxiliares.</i>	58
<i>Figura 70 - Esquemático elétrico do circuito utilizado na quarta simulação.</i>	58
<i>Figura 71 - Corrente de saída do conversor e o rendimento da estrutura para o circuito da quarta simulação desconsiderando a potência das fontes auxiliares.</i>	59
<i>Figura 72 - Corrente de saída do conversor e o rendimento da estrutura para o circuito da quarta simulação considerando a potência das fontes auxiliares.</i>	59
<i>Figura 73 - Tensão de saída, corrente de saída, corrente de entrada e tensão de entrada do conversor para uma tensão de alimentação de 12 V na entrada.</i>	60

<i>Figura 74 - Tensão de saída, corrente de saída, corrente de entrada e tensão de entrada do conversor para uma tensão de alimentação de 12 V na entrada e frequência de 500 kHz.</i>	62
<i>Figura 75 - Tensão de saída, corrente de saída, corrente de entrada e tensão de entrada do conversor para uma tensão de alimentação de 24 V na entrada e frequência de 1 MHz.</i>	64
<i>Figura 76 - Tensão de saída, corrente de saída, corrente de entrada e tensão de entrada do conversor para uma tensão de alimentação de 24 V na entrada e frequência de 500 kHz.</i>	65
<i>Figura 77 - Tensão de saída, corrente de saída, corrente de entrada e tensão de entrada do conversor para uma tensão de alimentação de 12 V na entrada e frequência de 1 MHz.</i>	65
<i>Figura 78 - Tensão de saída, corrente de saída, corrente de entrada e tensão de entrada do conversor para uma tensão de alimentação de 12 V na entrada e frequência de 500 kHz.</i>	66
<i>Figura 79 – Esquemático elétrico do conversor Buck.</i>	67
<i>Figura 80 - Tensão de saída e corrente de saída do conversor, perdas nos componentes e rendimento da estrutura.</i>	69
<i>Figura 81 - Esquemático elétrico do conversor Buck-QRC-ZVS.</i>	70
<i>Figura 82 – Buck-QRC-ZVS na configuração da primeira etapa de funcionamento.</i>	70
<i>Figura 83 – Buck-QRC-ZVS na configuração da segunda etapa de funcionamento.</i>	71
<i>Figura 84 – Buck-QRC-ZVS na configuração da terceira etapa de funcionamento.</i>	71
<i>Figura 85 – Buck-QRC-ZVS na configuração da quarta etapa de funcionamento.</i>	72
<i>Figura 86 – Buck-QRC-ZVS na configuração da quinta etapa de funcionamento.</i>	72
<i>Figura 87 – Formas de onda da corrente no indutor de ressonância e da tensão sobre o MOSFET.</i>	73
<i>Figura 88 - Esquemático elétrico do conversor Buck-QRC-ZVS.</i>	73
<i>Figura 89 - Formas de onda das perdas médias nos componentes do circuito, rendimento da estrutura, corrente nos indutores L_1 e L_2 e tensão sobre o MOSFET e pulso de gate do MOSFET.</i>	74
<i>Figura 90 - Esquemático elétrico do conversor Buck-QRC-ZVS com o MOSFET de 100 V.</i>	75
<i>Figura 91 - Formas de onda das perdas médias nos componentes do circuito, rendimento da estrutura, corrente nos indutores L_1 e L_2 e tensão sobre o MOSFET e pulso de gate do MOSFET.</i>	76
<i>Figura 92 - Formas de onda das perdas médias nos componentes do circuito, rendimento da estrutura, corrente nos indutores L_1 e L_2 e tensão sobre o MOSFET de 100 V e pulso de gate do MOSFET.</i>	77

<i>Figura 93 - Esquemático elétrico da placa de circuito impresso para o Buck-QRC-ZVS.</i>	78
<i>Figura 94 – Formas de onda da tensão de entrada do conversor Buck QRC-ZVS, tensão sobre o interruptor, corrente no indutor de ressonância e corrente de saída do conversor.</i>	79
<i>Figura 95 – Formas de onda da tensão e da corrente de entrada e da tensão e da corrente de saída do conversor Buck QRC-ZVS.</i>	80
<i>Figura 96 - Formas de onda da tensão e da corrente de entrada e da tensão e da corrente de saída do conversor Buck.</i>	81
<i>Figura 97 - Formas de onda da tensão e da corrente de entrada e da tensão e da corrente de saída do conversor Buck.</i>	81
<i>Figura 98 – Esquemático elétrico do conversor Buck quadrático.</i>	82
<i>Figura 99 - Formas de onda básicas do Buck quadrático.</i>	83
<i>Figura 100 – Buck quadrático na configuração da primeira etapa de funcionamento.</i>	84
<i>Figura 101 - Buck quadrático na configuração da segunda etapa de funcionamento.</i>	84
<i>Figura 102 - Buck quadrático na configuração da terceira etapa de funcionamento.</i>	85
<i>Figura 103 – Esquemático elétrico da simulação do conversor do tipo Buck quadrático.</i>	85
<i>Figura 104 - Formas de onda da simulação do Buck quadrático.</i>	86
<i>Figura 105 - Rendimento do conversor do tipo Buck quadrático.</i>	86

LISTA DE TABELAS

<i>Tabela 1 - Resultados de rendimento da estrutura em função da corrente do OLED.</i>	36
<i>Tabela 2 – Rendimento da estrutura.</i>	63
<i>Tabela 3 – Rendimento da estrutura.</i>	66
<i>Tabela 4 – Cálculo das perdas no conversor Buck e respectivo rendimento da estrutura.</i>	68
<i>Tabela 5 – Perdas no conversor Buck e respectivo rendimento da estrutura obtido através da simulação.</i>	68
<i>Tabela 6 - Perdas no conversor Buck-QRC-ZVS e respectivo rendimento da estrutura obtido através da simulação.</i>	75
<i>Tabela 7 - Perdas no conversor Buck de 100 V e respectivo rendimento da estrutura obtido através da simulação.</i>	77

1. INTRODUÇÃO GERAL

A iluminação é um dos mais antigos segmentos de produtos elétricos e eletrônicos, e tem se caracterizado ao longo de sua história pela incorporação de novas tecnologias. Recentemente, a iluminação de estado sólido (SSL - *Solid-state Lighting*) se tornou disponível e tem demonstrado um potencial para oferecer uma melhor eficiência energética do que qualquer outra tecnologia de iluminação artificial. Estes potenciais ganhos de eficiência energética se baseiam no pressuposto de que estes dispositivos de estado sólido terão uma maior eficiência na conversão de eletricidade em luz. Estes dispositivos atualmente operam em baixa tensão, possuem uma elevada capacidade em extrair esta luz e, ainda, com o avanço das pesquisas, poderão ser produzidos a um baixo custo, suficiente para satisfazer o mercado de iluminação em geral [1].

Existem duas abordagens diferentes para SSL: Diodo emissor de luz (LEDs - *Lighting Emitting Diodes*) e Diodos orgânicos emissores de luz (OLEDs - *Organic Light-Emitting Diodes*).

Os OLEDs são dispositivos eletroluminescentes, ou seja, que realizam a conversão de energia elétrica em luz. Devido a sua grande capacidade de emitir luz em vários comprimentos de onda, gerando diversas cores de luz, e da sua elevada luminescência, estes dispositivos têm atraído o interesse de pesquisadores desde a década de 60. Segundo os registros e as informações sobre as pesquisas com OLED, em 1990 os OLEDs apresentavam níveis de eficiência na conversão energética similares aos das lâmpadas fluorescentes e superiores aos das lâmpadas incandescentes. Também através destes registros das pesquisas, sabe-se que é possível alcançar emissões em todas as cores do espectro, incluindo o branco, isto valendo para ambos os tipos de OLEDs, os de pequenas moléculas e os poliméricos.

Os dispositivos OLEDs além de serem utilizados para a iluminação, também podem ser utilizados como dispositivos de reprodução de imagem, como em telas de televisores, em monitores e telas de demais equipamentos. Neste segmento eles apresentam diversas vantagens em comparação aos demais produtos. Possibilitam telas planas muito mais finas, leves e com menor custo que as atuais telas de LCD (*Liquid Cristal Display*). Outra vantagem é que, utilizando o método de impressão, estas moléculas orgânicas podem ser aplicadas diretamente sobre a superfície da tela, ao contrário dos diodos

tradicionais. Possibilitam, assim, uma tela com um custo extremamente baixo, precisando somente adicionar ainda os filamentos metálicos que conduzem os impulsos elétricos.

Uma das principais características da tela orgânica é que ela possui luz própria. Isto acarreta na não necessidade de luz de fundo ou luz lateral (*backlight* ou *sidelight*), ocupando menos espaço. Estes fatores tornam esta tecnologia muito interessante para uso em notebooks e computadores de mão. Outra importante característica é que, quando não polarizado, o OLED torna-se escuro, obtendo-se assim o "preto real", diferentemente do que ocorre com LCDs, que não conseguem obstruir completamente a luz de fundo. Ainda, neste caso, não há consumo de energia para a modulação de luz de fundo.

Os OLEDs estão começando a ser utilizados na iluminação de ambientes, proporcionando uma arquitetura moderna e arrojada.

O OLED é considerado por muitos pesquisadores e pessoas ligadas a este segmento, como a próxima geração de tecnologia de iluminação [2]. O primeiro motivo que traduz esta consideração é a eficiência: os OLEDs podem teoricamente ser muito eficientes; alguns acreditam que será possível chegar a 150 lm/W com *displays* OLED. Os painéis OLED não contêm mercúrio, o que os torna fáceis de reciclagem e descarte. Isso tudo significa que o OLED é uma tecnologia “verde” na área de iluminação.

A segunda razão pela qual os pesquisadores estão tão animados com os OLEDs são as possibilidades de *design* que os OLEDs oferecem. O OLED é um dispositivo de iluminação de fina espessura e emite luz na forma de um painel e não um ponto de iluminação, como é o caso dos dispositivos de LEDs inorgânicos. Os OLEDs podem ser feitos na forma flexível e transparente, o que possibilita que uma lâmpada de OLED possa ser colocada em uma janela e quando está desligado o OLED não é visível, ou o painel OLED pode ser acondicionado em torno de um pilar ou qualquer superfície curva. Algumas empresas, por exemplo, estão pesquisando o uso de OLEDs flexíveis em Terapia Fotodinâmica [2]. As possibilidades de utilização dos OLEDs são muito grandes.

Outra boa propriedade dos OLEDs é a temperatura de cor. Os OLEDs podem emitir uma boa quantidade de luz, e mesmo assim pode ser captada pelas pessoas do ambiente como uma luz muito natural, agradável. Ainda, os OLEDs podem ser feitos para ter ajuste de cor. Então, pode-se mudar a cor da luz apenas usando um controle de

intensidade luminosa. Pesquisadores já criaram um painel de iluminação OLED que muda a temperatura de cor da luz durante o dia, imitando a luz do sol simultaneamente.

O maior problema com a iluminação com OLED ainda é o custo. Os painéis que estão disponíveis hoje são muito caros, e alguns pessimistas acreditam que os OLEDs serão sempre muito mais caros do que LEDs e lâmpadas fluorescentes compactas. Porém, várias empresas estão trabalhando para criar novos métodos de fabricação (como impressão na forma de rolo, por exemplo) que reduzam o custo e que façam realmente com que a iluminação através de OLED seja acessível.

Muitos avanços já foram alcançados, a eficiência vem sendo gradualmente aumentada, os custos já apresentam algum declínio e já existem alguns produtos disponíveis no mercado. Isso faz com que outras empresas do segmento de iluminação se animem a entrar neste mercado que parece ser muito promissor.

É neste contexto de aplicação dos OLEDs que está voltada esta pesquisa. O objetivo principal é o desenvolvimento de um conversor eletrônico que possibilite o acionamento de uma luminária que emprega dispositivos OLEDs (Diodos Orgânicos Emissores de Luz), com a qualidade de apresentar um elevado rendimento, baixo peso, pequenas dimensões e elevada densidade de potência.

Essa dissertação encontra-se dividida em cinco capítulos, sendo que cada um representa uma fase da elaboração deste trabalho. Deste modo, a dissertação está estruturada da seguinte forma:

O primeiro capítulo é introdutório, e apresenta em que contexto os OLEDs (*Organic Light-Emitting Diodes*), estão sendo considerados como a iluminação do futuro. Apresenta algumas considerações que justificam esta expectativa, os problemas que ainda estão sendo enfrentados no seu desenvolvimento e o que motivou este trabalho.

No segundo capítulo é relatado um histórico sobre OLEDs, desde o seu surgimento, as etapas de sua evolução, tanto no segmento de iluminação como também na aplicação em eletrônicos, e algumas das mais recentes conquistas que pesquisadores e fabricantes já vêm apresentando. É elaborado ainda um resumo sobre a estrutura, funcionamento e classificação dos OLEDs, além de apresentar um circuito elétrico equivalente, utilizado nas simulações feitas no transcorrer do trabalho.

O terceiro capítulo consiste na apresentação da proposta de conversor que será utilizado para o acionamento do dispositivo de iluminação OLED, com suas informações relevantes, simulações e resultados experimentais obtidos.

No quarto capítulo é apresentado o estudo realizado sobre algumas técnicas que podem contribuir para a elevação do rendimento da estrutura utilizada no acionamento do OLED. Este estudo foi feito através de simulações e alguns experimentos, visando concluir se estas técnicas contribuem para o aumento no rendimento para este caso de acionamento do OLED.

Por último, no quinto capítulo, serão apresentadas as conclusões gerais que foram obtidas durante toda a execução deste trabalho.

2. OLED

2.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado um histórico sobre a criação e desenvolvimento dos OLEDs, como também o seu funcionamento, quais as características e desempenho que estes estão apresentando atualmente e quais são as pretensões para o futuro.

Também é apresentado um circuito elétrico equivalente para os dispositivos OLEDs, que foi utilizado nas simulações para caracterizar a carga e assim buscar resultados os mais próximo possíveis entre os resultados obtidos por simulações e os resultados experimentais.

2.2. HISTÓRICO DO OLED

Os OLEDs tiveram seu desenvolvimento inicial nas décadas de 1960 e 1970, com o primeiro dispositivo de iluminação OLED patenteado em 1976 [3]. O desempenho dos OLEDs de luz branca aumentou consideravelmente, de aproximadamente 4 lumens por watt (lm/W) em 2001 para aproximadamente 100 lm/W em 2011 [1].

Os OLEDs são dispositivos de conversão de energia (Eletricidade-luz) baseados na eletroluminescência. Eles atraíram a atenção dos pesquisadores na década de 1960 por causa de seu alto potencial de luminescência e da capacidade de gerar uma ampla variedade de cores. Infelizmente, devido a sua alta tensão de operação (tensão superior a 1.000 V) inviabilizou de se tornarem dispositivos práticos com a tecnologia empregada na época. No entanto, em 1987, C. Tang e Van Slyke, da Eastman Kodak, desenvolveram um dispositivo de dupla camada de heteroestruturas contendo "pequenas moléculas" ativas, que combinavam uma tensão de operação baixa (tensão menor que 10 V), com boa luminosidade (luminosidade acima de 1.000 candelas por metro quadrado (cd/m²)) e eficiência luminosa respeitável (1,5 lm/W) [4].

Em 1990, a eletroluminescência a partir de polímeros conjugados foi descoberta por Burroughes [5]. Desde então, pesquisas com OLED têm alcançado, nos termos de dispositivo de iluminação, níveis de eficiência que superam lâmpadas incandescentes e alcançam a das lâmpadas fluorescentes. Tanto OLEDs de pequenas moléculas quanto poliméricos, já alcançaram emissões em todas as cores do espectro, incluindo o branco. Afinal qualquer tonalidade de cor desejada pode ser alcançada selecionando um emissor adequado ou uma mistura de

emissores com os espectros de emissão direta. Literalmente, centenas de dispositivos emissores já são conhecidos e foram testados. Alguns são mais eficientes do que outros e muitos ainda serão sintetizados e otimizados. Desde a seleção das estruturas e propriedades básicas, juntamente com a combinação quase ilimitada das modificações possíveis de todos os tipos e tamanhos em suas camadas, fazem com que a química orgânica proporcione infinitas oportunidades na concepção de uma cor desejada.

Em 2002 o principal esforço no desenvolvimento de OLEDs era voltado para a aplicação de televisores tela plana *full-color*. Perante os desafios de produção e escolha limitada de sistemas estáveis, os primeiros usos comerciais ainda estavam restritos a pequenos aparelhos, como assistentes digitais pessoais (PDA – *Personal Digital Assistant*), telefones celulares, os painéis de rádios automotivos e similares. A primeira apresentação de tela plana de 15 polegadas para monitores de computador estava prevista para o início de 2003, mesmo ano que a Philips mostrou um painel OLED de 24 polegadas na forma de protótipo demonstrativo, não como um produto vendido comercialmente [2][4].

Atualmente dois dos principais pilares da tecnologia de OLEDs já foram largamente alcançados, sendo eles a elevada eficiência na conversão de energia elétrica em luz visível e a baixa tensão de operação. O principal desafio agora está no desenvolvimento de práticas de obtenção de fontes de luz OLED com elevada capacidade de extração desta luz e que possam ser fabricados com um baixo custo.

Mais uma forma de analisar esta evolução dos OLED, é através da Figura 1, onde é possível observar desde o primeiro diodo emissor de luz à base de Poli (p-fenilene vinilene) (PPV) até chegar às poucas unidades de televisores produzidos experimentalmente e que foram vendidos comercialmente pela Sony [16] e os protótipos da Sansung [17], dentre outras empresas [6].

A aplicação de OLED na fabricação de TVs vem evoluindo num ritmo muito acelerado. Em 2010 a Sony já havia colocado à venda um modelo de 14” com tela OLED, e a LG tinha entre seus produtos uma TV de 15” [12]. Vários modelos de TVs OLED já foram apresentados em Feiras de Tecnologia. A LG anunciou em Julho de 2011 que a companhia irá lançar um televisor com tecnologia OLED de 55 polegadas até a metade de 2012 [13].

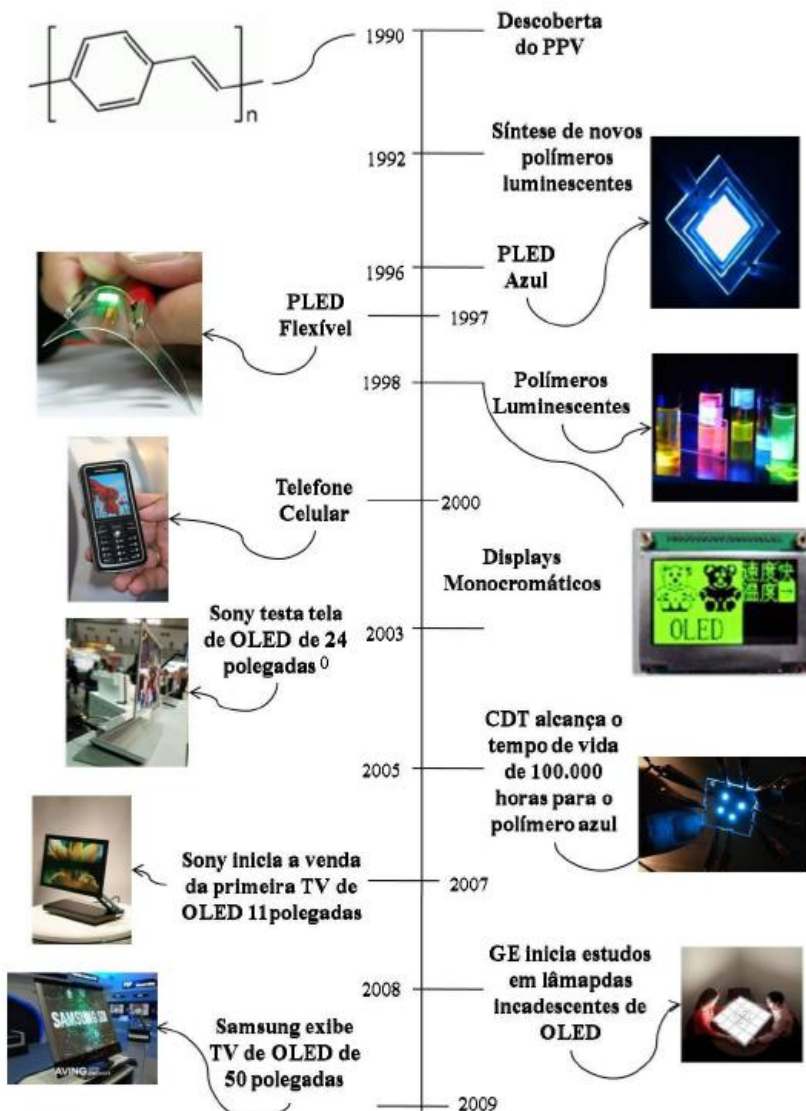


Figura 1 - Figura cronológica de algumas aplicações de OLED de 1990 até 2009 [6].

Mas o uso de OLED, foco principal deste estudo, pode representar o mais promissor dos mercados de iluminação. Os avanços neste segmento são imensos. Esta nova tecnologia está sendo

desenvolvida por grandes empresas de iluminação, tais como GE, Konica Minolta, Osram Sylvania, Philips, Universal Display, NEC e Verbatim (uma subsidiária da Mitsubishi).

Os OLEDs começam a tornarem-se cada vez mais atrativos para a iluminação e parecem estar prestes a revolucionar esse mercado.

No segundo semestre de 2010, a Philips deu mais um passo na iluminação com OLED, lançando módulos OLED (Figura 2) que podem ser ligados diretamente a 220 V, sem necessidade de transformador externo [7].



Figura 2 – Módulo OLED da Philips.

Criações fantásticas já foram expostas em feiras de tecnologia. No Japão existem várias feiras dedicadas exclusivamente a este tipo de produtos. A *Japan OLED Lighting Fair* [8] tem apresentado inúmeras propostas de grandes fabricantes, como a NEC, Mitsubishi, etc. demonstrando que o OLED está prestes a chegar a nossas casas, a partir do momento que os preços se tornem mais atrativos e competitivos.

Na feira realizada em 2011 [9], a NEC mostrou sistemas com os seus novos painéis de 10x10cm com eficiência de 60 lm/W (Figura 3) e que deverão ser comercializados em breve.



Figura 3 – Sistemas de painéis OLEDs apresentados pela NEC na *Japan OLED lighting Fair*.

Na Fuori Salone – Milão 2011 [10], foram apresentadas algumas amostras (Figura 4) do que pode ser feito em termos de iluminação com OLED.



Figura 4 – Amostras de OLEDs apresentadas na Fiori Salone 2011 [11].

A Philips divulgou um vídeo que mostra a beleza e o design da sua mais nova lâmpada, batizada de Lumiblade [14]. Trata-se de um retângulo de OLED que, disposto com outros, é capaz de assumir diversas formas e, com isso, proporcionar diferentes tipos de iluminação. No vídeo aparece também um grande painel de OLED criado pela Philips para uma feira, multicolorido e que muda as formas e cores, apenas com o movimento das mãos de um expectador.

Pode-se mensurar a grandiosidade dos OLEDs, com a obra exposta no Japão.

Em Junho de 2011, a Mitsubishi apresentou em Tóquio o maior globo OLED do mundo, com 6 metros de diâmetro. O globo que se chama “Geo-Cosmos” (Figura 5) ficará no museu nacional japonês de inovação e tecnologias emergentes [15].



Figura 5 – Geo-Cosmos apresentado pela Mitsubishi em Tóquio.

Ele contém ao longo de sua superfície 10.362 painéis OLED que mostram imagens em alta definição de como o nosso planeta é visto do espaço, que são transmitidas quase em tempo real por satélites.

O globo é interativo e possui ao longo de sua extensão e próximas a ele, diversas telas “*touchscreens*” onde o público tem a sua disposição um menu que permite selecionar algumas imagens interessantes como, por exemplo, a origem do terremoto de 11 de março no Japão, que devastou parte do país com tsunamis vindos do Pacífico.

Diante da importância que o OLED representa para o futuro da iluminação, outras empresas do segmento também buscam alcançar as tecnologias necessárias para desenvolver seus próprios produtos de OLED.

2.3. ESTRUTURA, FUNCIONAMENTO E CLASSIFICAÇÃO DOS OLEDS

A estrutura básica de um dispositivo OLED é um cátodo (que injeta elétrons), uma camada emissiva (esta é a camada que realmente produz os fótons para emitir a luz) e um ânodo que remove elétrons. Modernos dispositivos OLEDs utilizam várias outras camadas, com a finalidade de criar um dispositivo mais eficiente. Algumas empresas utilizam mais de dez camadas em seu projeto de OLED. A imagem da

Figura 6 mostra um desenho feito por *Universal Display* [2] que inclui oito camadas: uma camada de transporte de elétrons (ETL), uma camada de bloqueio (BL), a camada emissiva (EML), a camada de transporte de lacuna (HTL) e a camada de injeção de lacuna (HIL), juntamente com o cátodo, o ânodo e o substrato.

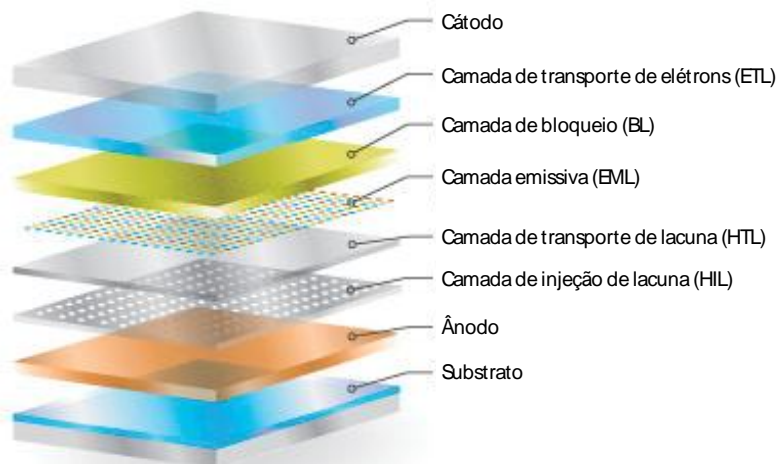


Figura 6 – Estrutura de um dispositivo OLED [2].

Outro método comumente usado nos OLEDs comerciais é o *doping* ou camadas dopadas. *Doping* significa introdução intencional de impurezas em um semiconductor, que pode realmente melhorar o seu funcionamento. Nos OLEDs pode-se dopar as camadas HTL, EML e a camada ETL com o intuito de aumentar a eficiência dos OLEDs e também reduzir a tensão de operação, tornando-os assim mais fáceis de serem fabricados. Camadas emissivas também são dopadas para se atingir uma determinada cor desejada.

Muitas das características fundamentais dos OLEDs podem ser compreendidas através do exame do dispositivo da Figura 6. O substrato é de vidro ou de plástico que foi pré-revestido com um óxido de metal ou, em alguns casos, um filme orgânico altamente condutor. Em muitos dispositivos de iluminação OLED, o óxido de índio-estanho (ITO) é utilizado como ânodo transparente. O próximo conjunto de camadas é uma série de camadas orgânicas que realizam transporte e emitem luz. Sua aplicação pode ser através de uma solução ou de um processo de

deposição física a vapor. Devido à natureza reativa das camadas orgânicas oxidadas ou reduzidas e o cátodo de metal de baixa densidade, o OLED é vedado pelo encapsulamento para impedir a entrada de água ou de oxigênio, que pode danificar o OLED ou causar o seu escurecimento, conforme pode ser visualizado na Figura 7.

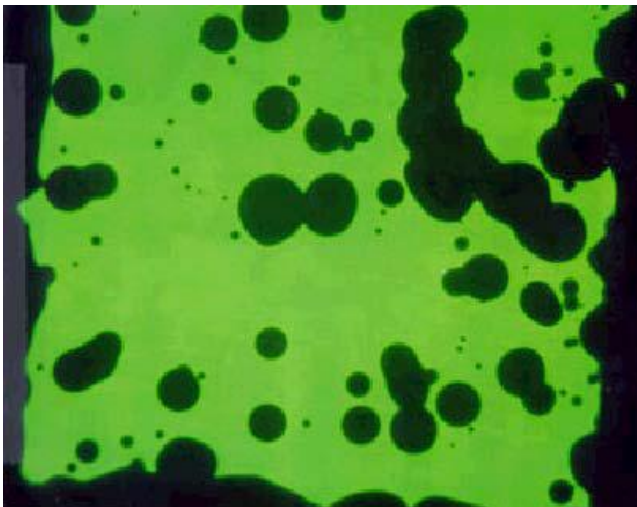


Figura 7 – OLED com manchas escurecidas causadas pelo contato da estrutura do OLED com a umidade e com o oxigênio.

O funcionamento típico de um OLED se baseia na aplicação de uma diferença de potencial (uma tensão) entre os dois eletrodos. Com isto, os portadores de carga positiva são injetados para as camadas orgânicas do ânodo e portadores de carga negativa são injetados no cátodo. O transporte de carga oposta migra sob o campo elétrico aplicado e recombinam na camada orgânica. A recombinação de carga ocorre tanto na matriz orgânica como em uma molécula com dopante luminescente. Após a geração de luz, esta percorre a estrutura para o ambiente ou é perdida através das reflexões entre as camadas ou ainda perdida por absorção na própria estrutura do OLED [1].

Há uma divisão comum de materiais OLEDs, com base no peso molecular. Se o peso for inferior a 1.000 g.mol^{-1} , é chamado de uma molécula pequena OLED (SMOLED) e se é uma molécula maior é chamado de OLED de polímero (P-OLED, às vezes chamado PLED ou simplesmente moléculas grandes OLED).

Além desta divisão com relação ao peso molecular, os diversos tipos de OLEDs também podem ser classificados segundo outras características. Com relação aos painéis de OLEDs utilizados em telas de dispositivos eletrônico como televisores, celulares, entre outros, eles são classificados como painéis de Matriz Ativa (*Active-matrix OLED - AMOLED*) ou painéis de Matriz Passiva (*Passive-matrix OLED - PMOLED*).

AMOLEDs possuem camadas inteiras de cátodo, moléculas orgânicas e ânodo. A camada de ânodo é sobreposta com uma camada de transistor filme fino (*thin film transistor - TFT*) que formam o pixel onde a luz é emitida. Circuitos externos aplicam uma matriz. A camada TFT por sua vez é o circuito que determina qual é o pixel que será ligado para formar uma imagem (Figura 8).

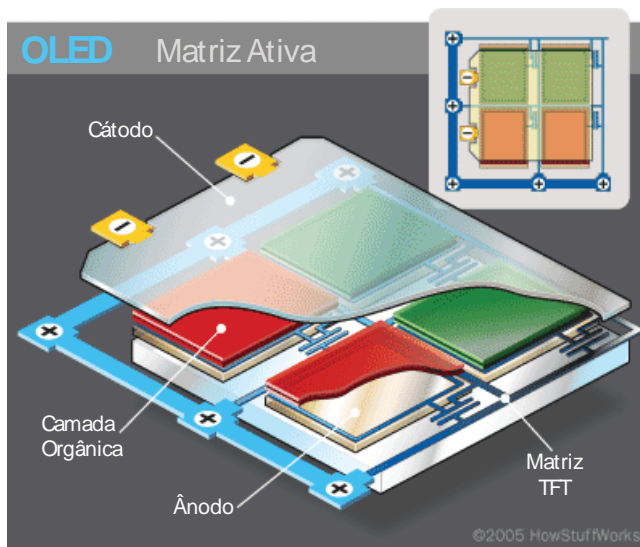


Figura 8 - OLED de Matriz Ativa [20].

PMOLEDs possuem inteiras camadas de cátodo, moléculas orgânicas e ânodo. As camadas de ânodo são arranjadas em perpendicular com as camadas do cátodo. As correntes nas interseções de ânodo e cátodo selecionadas determinam qual pixel é ligado e qual permanece desligado. O brilho de cada pixel é proporcional a corrente aplicada (Figura 9).

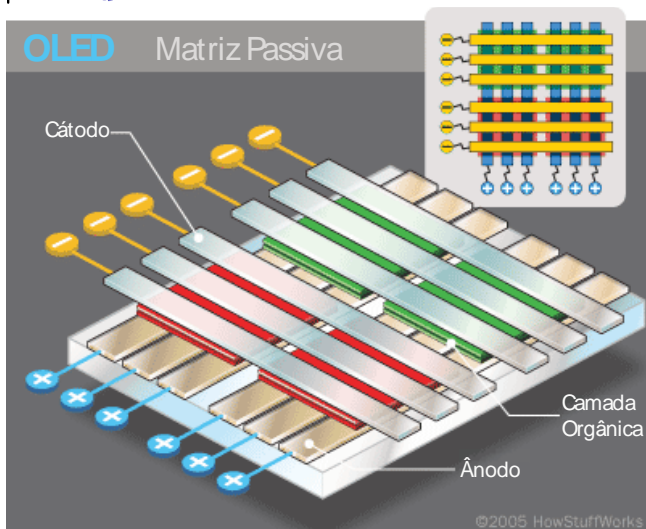


Figura 9 - OLED de Matriz Passiva [20].

Outra classificação é com relação à transparência, onde se classificam em OLEDs transparentes ou OLEDs de emissão superior (*Top-emitting OLEDs*). OLEDs transparentes (Figura 10) possuem apenas componentes transparentes (substrato, cátodo e ânodo) e, quando desligados, são até 85% tão transparentes quanto o substrato. Quando o OLED transparente é ligado, permite a luz passar em ambas as direções. Um OLED transparente pode ser tanto de matriz ativa ou de matriz passiva. OLEDs de emissão superior possuem um substrato que é opaco ou refletor, impedindo a passagem da luz na direção do substrato (Figura 11).

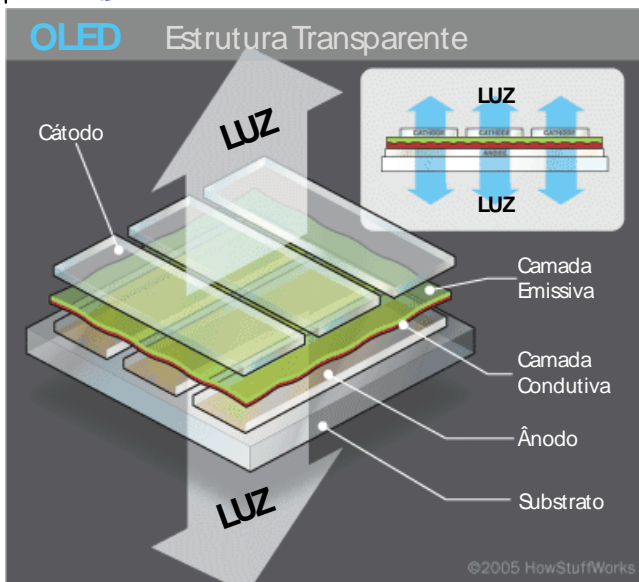


Figura 10 - OLED Transparente [20].

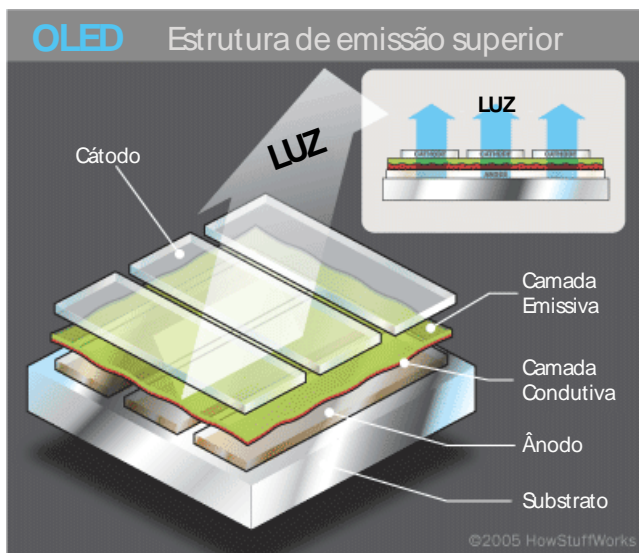


Figura 11 - OLED de emissão superior [20].

Também existem os OLEDs Flexíveis, que possuem substratos feitos com folhas plásticas ou metálicas muito flexíveis. São muito leves e duráveis, pois diminuem a possibilidade de quebrarem. Já estão sendo usados em dispositivos como telefones celulares, GPS, roupas *smart*, pequenos televisores, e já estão sendo criados protótipos da sua utilização na iluminação. Os OLEDs Flexíveis são o sonho de consumo de designers, urbanistas e arquitetos, pois os painéis de OLEDs podem ser tão flexíveis, que folhas de iluminação poderão ser enroladas em torno de colunas e outras superfícies não planas [22], (Figura 12). E, por fim, existem os classificados como OLEDs Brancos, que emitem luz branca, brilhante e bem uniforme, podendo ser mais eficientes que as lâmpadas fluorescentes (Figura 13).



Figura 12 - Exemplo de OLED Flexível [19].



Figura 13 - Exemplo de OLED Branco e Transparente [2].

2.4. MODELO EQUIVALENTE DO OLED

Segundo [23], um circuito elétrico equivalente simples para caracterizar o OLED é o mostrado na Figura 14, onde é considerado um resistor R_{ITO} em série com o paralelo do capacitor C_{OLED} com o diodo D . Este diodo D possui uma queda de tensão com um valor significativo quando está em condução, possibilitando a sua representação através de um Diodo ideal D_{IDEAL} em série com uma fonte de tensão constante.

Este modelo foi utilizado para a caracterização do OLED na realização das simulações. Porém como existem alguns poucos modelos de OLEDs disponíveis, e estes possuem características diferentes de corrente máxima e conseqüentemente da tensão a qual o OLED deve ser submetido para a obtenção desta corrente máxima, os valores utilizados para estes elementos do circuito equivalente sofreram alterações em algumas simulações.

Estas alterações foram realizadas devido ao fato de que a especificação repassada de corrente máxima do OLED, e conseqüentemente da sua tensão proporcional, foram diferentes das especificações do OLED utilizado posteriormente em alguns testes. Visando tornar as simulações mais condizentes com os resultados práticos realizou-se esta mudança.

Devido à variabilidade das características elétricas dos modelos de OLEDs, a corrente máxima variou entre 350 mA e 400 mA, e a tensão que deve ser aplicada nos terminais destes OLEDs para se obter esta corrente variou de 4,5 V a 7,1 V.

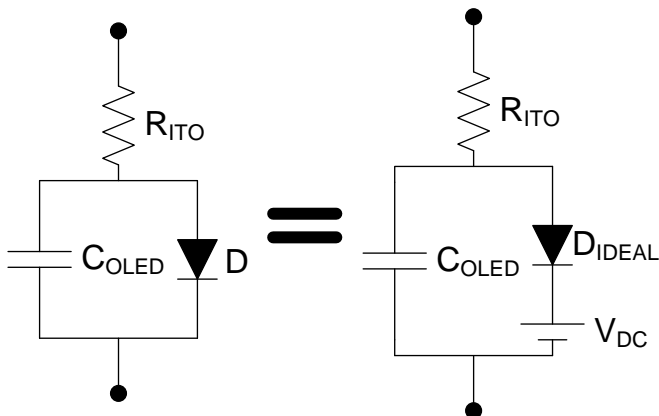


Figura 14 - Circuito equivalente simples do OLED.

2.5. CONCLUSÃO

Com base na pesquisa realizada sobre a evolução do OLED, apresentada neste capítulo, conclui-se que a iluminação com OLED está muito mais próxima de chegar até as residências do que se pensava há poucos anos. A evolução vem acontecendo muito rapidamente, tanto no segmento de iluminação como também na aplicação em eletrônicos.

Conclui-se também que é de primordial importância que ocorra pesquisas constantes na busca de se ampliar a utilização do OLED na iluminação, face à grande variedade de aplicações que oferece, além dos demais benefícios que já foram citados, especialmente o fato de não agredir a natureza.

Pode-se concluir ainda que o grande entrave para uma maior expansão da utilização do OLED na iluminação está no custo, que ainda é muito elevado. Esse problema só será superado com mais investimentos em pesquisas e com o interesse de um número maior de empresas em explorar esse segmento.

3. ESTUDO DO CONVERSOR BUCK PARA OLEDs

3.1. INTRODUÇÃO

O objetivo deste projeto é estudar e encontrar uma topologia de conversor que possibilite o acionamento de uma luminária que emprega dispositivos OLEDs (Diodos orgânicos emissores de luz).

Além de possibilitar o acionamento desta luminária, o conversor deve apresentar algumas características fundamentais para o projeto. As características são: elevado rendimento, baixo peso e elevada densidade de potência.

Para realizar este estudo e a escolha do conversor e das técnicas a serem utilizadas, foram considerados os seguintes parâmetros de projeto que foram repassados através de um caderno de encargos:

- Tensão de entrada: $V_{in} = 24 \text{ V} \pm 2\%$;
- Corrente de saída: $I_o = 400 \text{ mA}$;
- Frequência de comutação: 1 MHz;
- Baixa ondulação na corrente de saída;
- Rendimento: superior a 90%;
- Dimensões máximas para a placa de circuito impresso juntamente com os componentes: 40mm X 40mm X 5mm.

Analisando os parâmetros de projeto descritos anteriormente e as possíveis tensões que devem ser aplicadas ao OLED (descritas no item 2.4.) para se obter a corrente proposta, observa-se que o conversor deve propiciar a redução da tensão de entrada para a saída. Realizando um levantamento nos conversores clássicos, conclui-se que os conversores que poderiam atender as especificações são:

- Buck;
- Buck-Boost;
- Cük;
- Zeta;
- Sepic;
- Conversores CC-CC isolados.

Como o objetivo do projeto é desenvolver um conversor que proporcione um elevado rendimento, baixo custo e elevada densidade de potência, optou-se em utilizar como conversor eletrônico de energia o conversor abaixador de tensão da topologia Buck, devido a sua simplicidade, seu grande conhecimento na literatura e porque neste utilizam-se menos componentes, tornando-o menor e a um custo mais reduzido.

3.2. CONVERSOR BUCK

O conversor Buck é um conversor CC-CC do tipo abaixador de tensão, produz um valor médio de tensão de saída inferior ao valor médio da tensão de entrada, enquanto a corrente média de saída é maior que a corrente média de entrada. Esse comportamento é consequência do princípio de conservação de energia. Teoricamente, esse tipo de conversor é concebido de forma a possibilitar uma variação contínua da tensão média na carga desde zero até o valor da tensão de alimentação [24]. Estas características estão sendo buscadas para definição do conversor, possibilitando a redução da tensão média da entrada para o valor ideal de tensão média na carga, a qual é inferior à tensão de alimentação. O esquemático elétrico deste conversor Buck utilizando interruptor comandado do tipo MOSFET e filtro de saída do tipo LC pode ser visualizado na Figura 15.

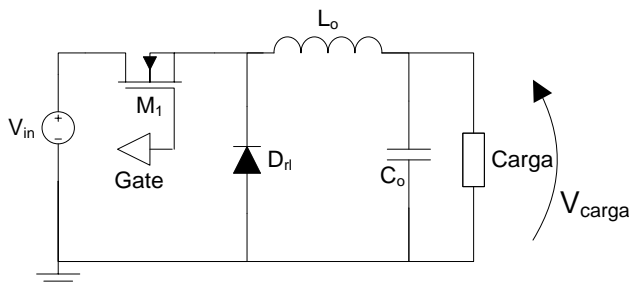


Figura 15 – Esquemático elétrico do conversor Buck com filtro de saída LC.

3.3. ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

O funcionamento da estrutura apresentada na Figura 15 no modo de condução contínua (MCC) ocorre através de duas etapas:

- Primeira etapa: **Etapagem de transferência (tc)** - Nesta etapa o interruptor M_1 está conduzindo, circulando corrente pela fonte V_{in} , interruptor M_1 , indutor L_o e pelo paralelo do capacitor C_o e da carga.

Proporciona assim a transferência de energia da fonte de entrada V_{in} para a carga. Desconsiderando as perdas nos componentes, nesta etapa ocorre uma variação de corrente no indutor L_o com derivada positiva e esta derivada corresponde à diferença entre a tensão de alimentação e a tensão na carga sobre o valor da indutância (Equação 3.1).

$$\frac{\partial I_{L_o}}{\partial t} = \frac{V_{in} - V_{carga}}{L_o} \quad (3.1)$$

Através da Figura 16 pode-se observar em destaque o circuito equivalente para esta primeira etapa de funcionamento do circuito.

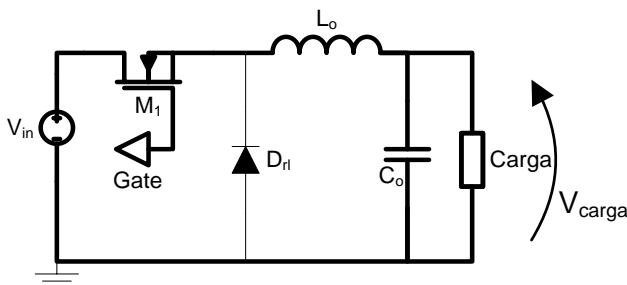


Figura 16 – Primeira etapa de funcionamento do conversor Buck.

- Segunda etapa: **Etapa de roda-livre (ta)** – Nesta etapa o interruptor M_1 está bloqueado, ocorrendo a circulação da corrente pelo diodo de roda-livre D_{rl} , indutor L_o e pelo paralelo do capacitor C_o e da carga. Desconsiderando as perdas nos componentes, nesta etapa ocorre uma variação com derivada negativa na corrente do indutor L_o , e esta derivada é obtida através da relação entre o negativo da tensão na carga e o valor da indutância (Equação 3.2).

$$\frac{\partial I_{L_o}}{\partial t} = \frac{-V_{carga}}{L_o} \quad (3.2)$$

Através da Figura 17 pode-se observar em destaque o circuito equivalente para esta segunda etapa de funcionamento do circuito.

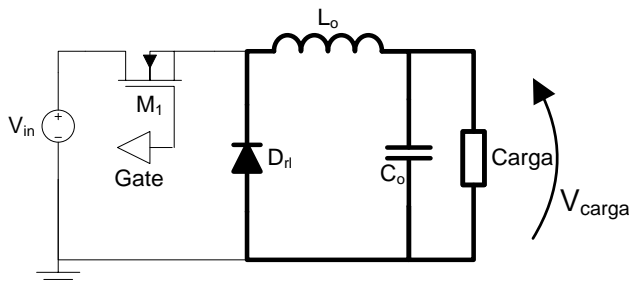


Figura 17 - Segunda etapa de funcionamento do conversor Buck.

Com o auxílio da Figura 18 visualiza-se as formas de onda da corrente no diodo de roda-livre, corrente no MOSFET, a soma destas duas correntes formando a corrente no indutor e o sinal de gate do MOSFET para estes intervalos.

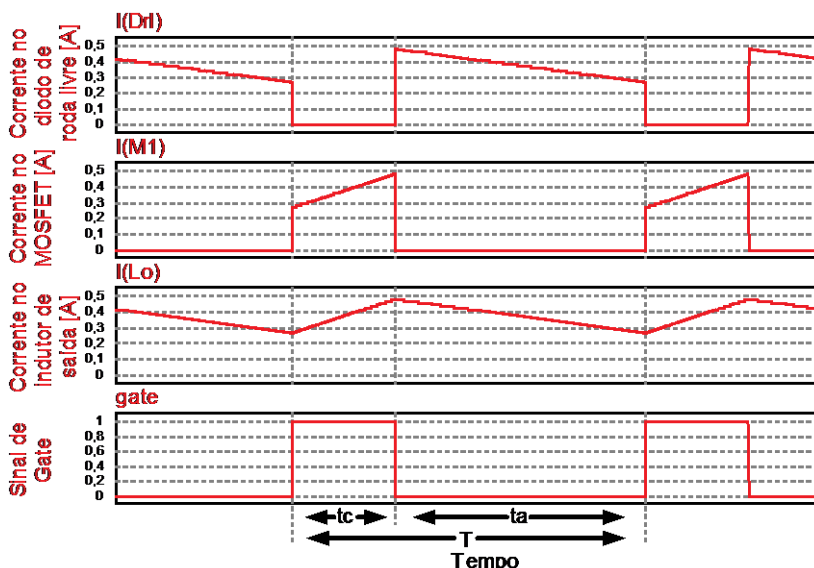


Figura 18 – Formas de onda da corrente no diodo de roda-livre, no MOSFET e no indutor e também o sinal de gate.

Analisando as duas etapas de funcionamento através da Figura 18, conclui-se que a corrente do indutor oscila em torno de um valor médio, sempre com valor positivo, o que caracteriza o modo de condução contínua.

3.4. RESULTADOS OBTIDOS POR SIMULAÇÕES

Com o objetivo de comprovar o funcionamento do conversor do tipo Buck para a realização do acionamento de um OLED para iluminação, foram realizadas algumas simulações.

Para a realização destas simulações foram utilizados os seguintes parâmetros de projeto:

- Tensão de entrada: $V_{in} = 24 \text{ V} \pm 2\%$;
- Corrente de saída: $I_o = 400 \text{ mA} @ 7.1 \text{ V}$;
- Frequência de comutação: 1 MHz;
- Baixa ondulação na corrente de saída.

Utilizando o programa PSPICE Orcad, implementou-se uma simulação com o circuito da Figura 19, onde aplicou-se os parâmetros de projeto e o circuito elétrico equivalente do OLED correspondente aos referidos parâmetros de projeto.

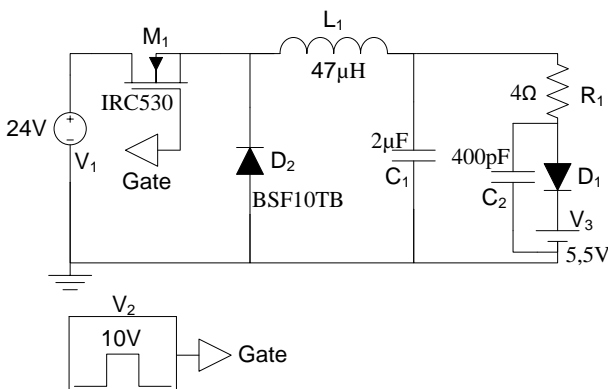


Figura 19 - Esquemático elétrico utilizado para a simulação.

Realizou-se o cálculo e a escolha do valor do indutor L_1 e capacitor C_1 através da planilha de cálculos apresentada no Anexo 1 e neste circuito aplicou-se a modulação PWM (*Pulse-width modulation*), onde se ajustou o valor de razão cíclica para a obtenção da relativa tensão de saída que proporcionasse a corrente desejada de 400 mA no OLED. Utilizou-se também como valor de tensão para o comando do gate do interruptor MOSFET um valor igual a 10 V.

Na Figura 20 pode-se ver a tensão e a corrente de saída do conversor, que são a tensão e a corrente do OLED. Nesta figura observa-se uma corrente próxima de 400 mA com uma ondulação inferior a 2 mA (<0,5%), o que atende aos requisitos propostos.

Na Figura 21 pode-se visualizar a potência média de entrada do conversor (corresponde ao somatório da potência da fonte principal V_1 com a potência da fonte auxiliar V_2) e a potência média de saída ou potência média do OLED (somatória da potência de cada um dos elementos do circuito elétrico equivalente do OLED). Desta mesma figura pode-se observar que o rendimento desta estrutura é:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100 = \frac{2,826}{3,467} \cdot 100 = 81,51\% \quad (3.3)$$

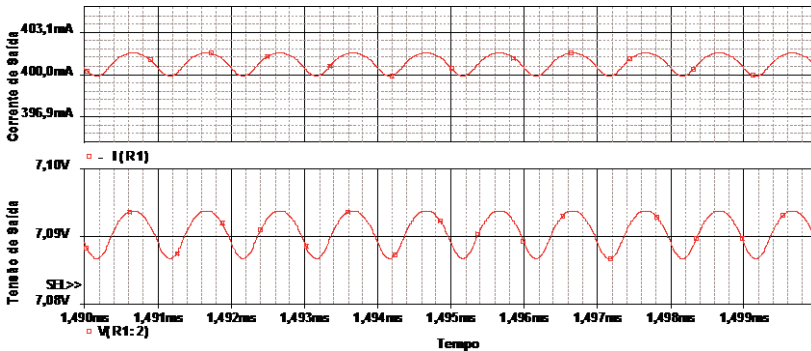


Figura 20 - Corrente e tensão de saída do conversor.

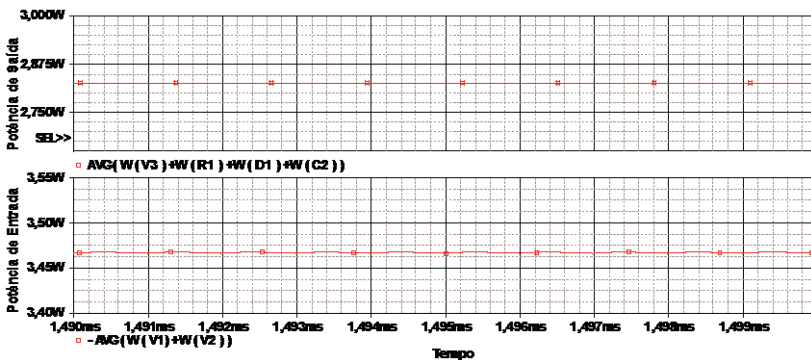


Figura 21 - Potência média de entrada e de saída do conversor.

Realizando uma análise por simulação para verificar onde estão ocorrendo as perdas nesta estrutura, nota-se, conforme mostrado na Figura 22, que as maiores perdas ocorrem no interruptor e na fonte auxiliar utilizada para comandar o interruptor. A perda no interruptor e a potência média da fonte auxiliar correspondem respectivamente a 367,9 mW e 223,9 mW.

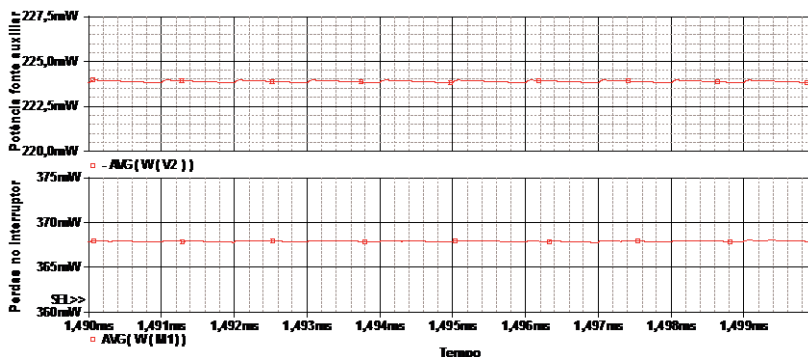


Figura 22 - Potência média na fonte auxiliar e perda média no interruptor.

Uma segunda simulação foi implementada com o intuito de buscar um melhor rendimento. Nesta segunda simulação foi montada uma estrutura similar a da primeira, mudando somente o interruptor e o diodo de roda livre. O interruptor passou de um MOSFET de tecnologia antiga para um da tecnologia OptiMOS e o diodo de roda livre de um diodo ultra-rápido para um diodo schottky. O esquemático desta segunda simulação pode ser visualizado na Figura 23.

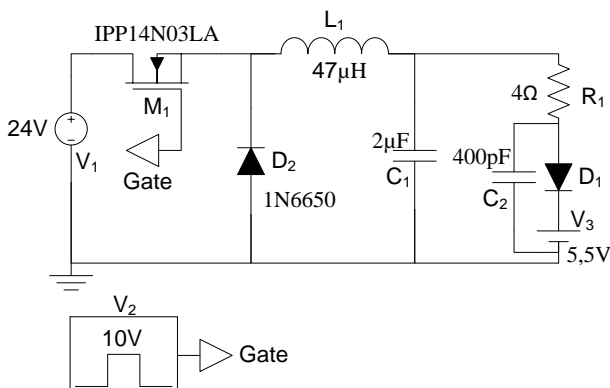


Figura 23 - Esquemático elétrico utilizado para a simulação com a troca dos interruptores.

Com relação aos resultados desta segunda simulação, obteve-se através da Figura 24 a potência média de entrada e a potência média de saída e o rendimento com a utilização da equação que segue:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100 = \frac{2,844}{3,213} \cdot 100 = 88,51\% \quad (3.4)$$

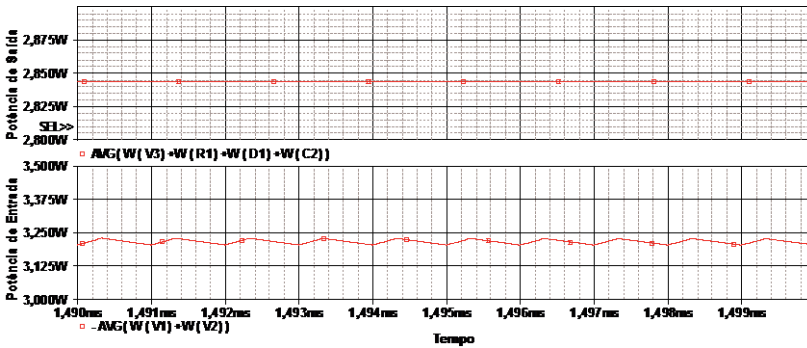


Figura 24 - Potência média de entrada e de saída do conversor.

Através da Figura 25 obteve-se a potência fornecida pela fonte auxiliar de 125,37 mW e a perda média no interruptor de 151,58 mW. Ambos os valores foram menores que os da primeira simulação, o que comprova que a troca destes dois componentes na simulação foi responsável por este aumento no rendimento.

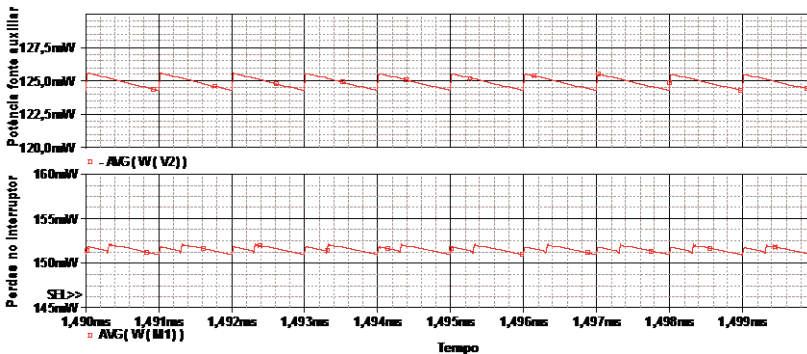


Figura 25 - Potência média na fonte auxiliar e perda média no interruptor.

Realizou-se uma terceira simulação, onde se removeu o capacitor de filtro de saída. Esta simulação teve o intuito de analisar a

possibilidade de remoção deste componente do projeto. O esquemático desta terceira simulação pode ser observado na Figura 26.

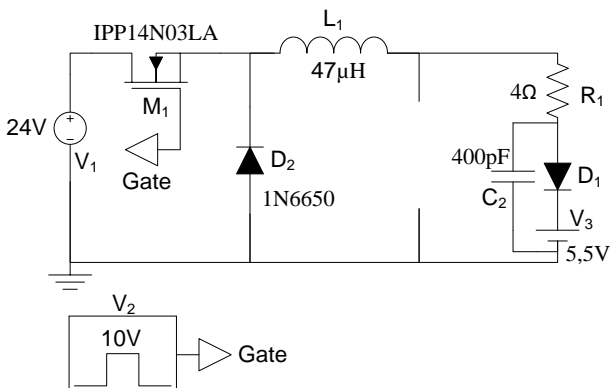


Figura 26 - Esquemático elétrico utilizado para a simulação sem o capacitor de saída.

Através da Figura 27 pode-se visualizar a tensão e a corrente de saída do conversor, como também a ondulação da corrente de saída. O valor média da corrente de saída nesta simulação atendeu os 400 mA desejados, porém a ondulação ficou em torno de 105 mA, que representa aproximadamente 25% do valor médio da corrente de saída.

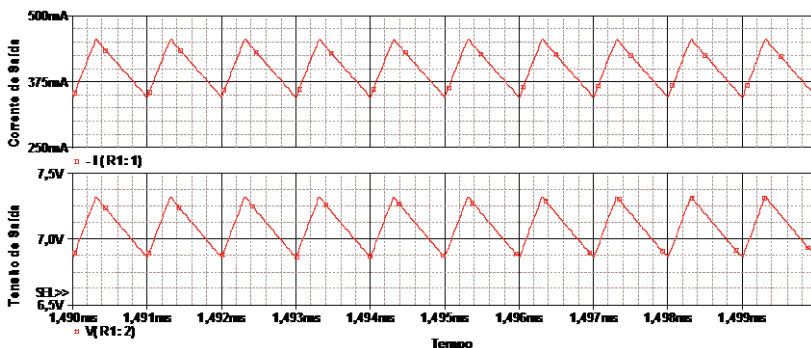


Figura 27 - Tensão e corrente de saída do conversor.

A potência média de entrada e de saída do conversor é mostrada na Figura 28, e a partir destas potências conclui-se que o rendimento é:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100 = \frac{2,847}{3,230} \cdot 100 = 88,15\% \quad (3.5)$$

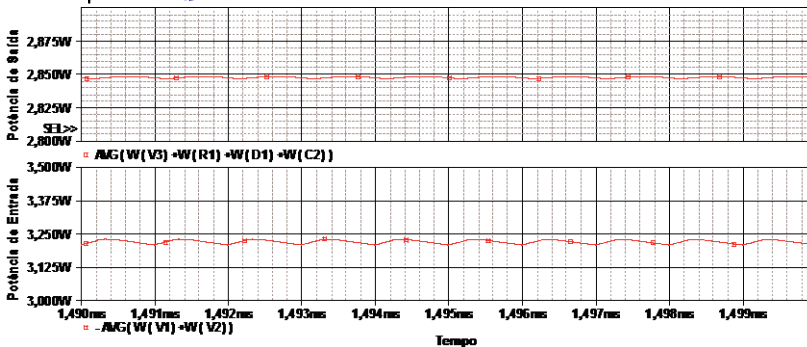


Figura 28 - Potência média de entrada e de saída do conversor.

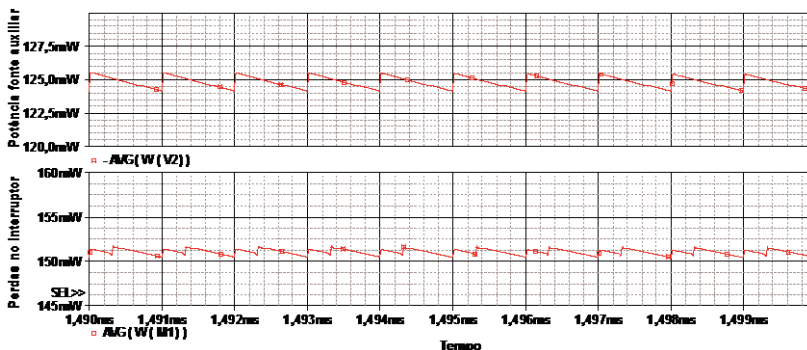


Figura 29 - Potência média na fonte auxiliar e perda média no interruptor.

Para finalizar, na Figura 29 tem-se a potência média da fonte auxiliar e a perda média no interruptor, que têm respectivamente os valores de 124,17 mW e 151,58 mW . Em comparação com a segunda simulação conclui-se que a remoção do capacitor é possível e não resulta em mudanças significativas no rendimento e nas perdas dos demais componentes. Considerando que o fluxo luminoso é diretamente proporcional à corrente, deve-se aumentar o valor da indutância do filtro de saída, o que resultará em uma redução na ondulação da corrente. Assim se evitará grandes variações no fluxo luminoso.

3.5. ESCOLHA DE COMPONENTES

Para a execução de testes práticos é necessário, além do dimensionamento e da escolha dos componentes referentes à parte de potência (interruptor e diodo), também necessita-se da parte referente ao circuito de controle da corrente de saída do conversor.

Devido ao fato de desejar-se como objetivo um conversor eficiente e ao mesmo tempo possuindo baixo custo e elevada densidade de potência, somando ainda a necessidade de reduzir de alguma forma a tensão de alimentação para os valores ideais de tensão para o pulso de gate do interruptor, optou-se por buscar um circuito integrado (CI) que unisse a realização do controle e o acionamento do interruptor através da geração de seu pulso de gate.

Após realizar uma busca por componentes que atendessem estas características, optou-se pelo componente LM 3402, que é um dispositivo fabricado pela *National* e possibilita o controle da corrente de saída do conversor com característica de abaixador de tensão. Este componente possui um interruptor MOSFET interno, conforme pode ser observado no esquemático elétrico interno do LM 3402 (Figura 30), que pode ser alimentado com uma tensão de até 42 V e pode suprir uma corrente média de até 500 mA.

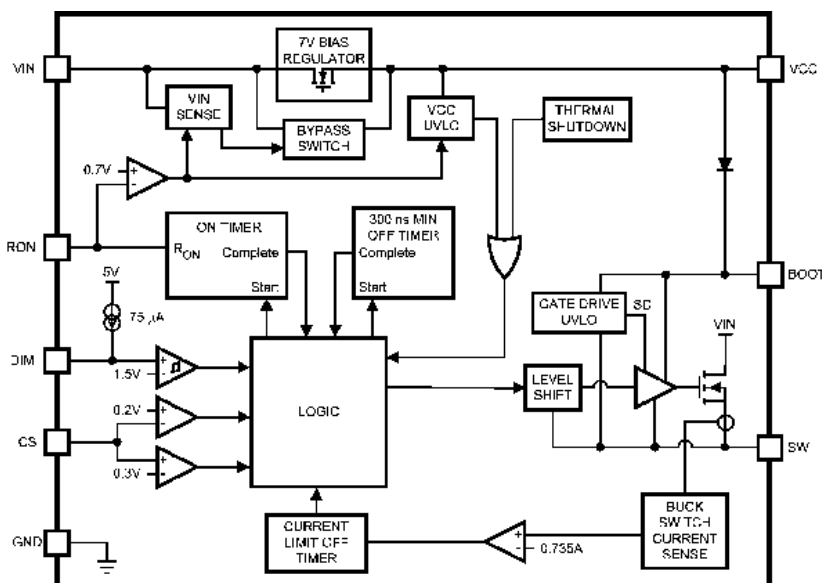


Figura 30 – Esquemático elétrico interno do CI LM 3402.

As características deste componente atendem as especificações de projeto impostas para esta etapa, que são:

- Tensão de Entrada: $24 \text{ V} \pm 15\%$;
- Corrente de Saída: $400 \text{ mA} \pm 5\%$;

- Frequência de comutação: 1 MHz.

3.5.1. Circuito integrado LM 3402

O LM3402 é um regulador de tensão do tipo buck (abaixador de tensão) que apresenta algumas funcionalidades ideais para o acionamento de dispositivos de iluminação de estado sólido.

A principal funcionalidade é o circuito que propicia o controle da corrente de saída ou da corrente do dispositivo de iluminação. Este controle é feito através da leitura da tensão aplicada sobre um resistor shunt (R_{sns}) colocado em série com a carga. Esta tensão é comparada com uma tensão de referência interna do circuito integrado (V_{ref}) de 200 mV e, através desta comparação é feito um controle por histerese, não utilizando assim um sinal de *clock* para ajustar a frequência de operação desta estrutura. Assim a corrente média que se deseja na saída do circuito, ou na carga, é ajustada através do valor de R_{sns} , de tal forma que a tensão média sobre este resistor seja de 200 mV quando circula a corrente média especificada.

A frequência de operação deste circuito é definida através de dois parâmetros. Estes parâmetros são: o tempo que o interruptor interno conduz (t_{on}) que é definido através do resistor R_{on} e a tensão de alimentação do circuito integrado V_{in} (equação 3.6); e também pelo tempo que o interruptor está bloqueado (t_{off}), este tempo t_{off} é ajustado através do controle por histerese de tal forma que a corrente média que circula pela carga resulte numa tensão média de 200 mV sobre R_{sns} .

$$t_{on} = 1,34 \cdot 10^{-10} \cdot \frac{R_{on}}{V_{in}} \quad (3.6)$$

Outra funcionalidade deste circuito é a possibilidade de ajuste da corrente média de saída através da aplicação de um sinal de PWM, este com uma frequência máxima em torno de uma ordem de grandeza menor que a frequência de comutação do interruptor interno do circuito integrado. Este ajuste da corrente ocorre como um sistema liga e desliga. Nos intervalos em que o sinal PWM está em nível lógico alto, o CI opera normalmente e nos intervalos em que o sinal PWM está em nível lógico baixo, o CI é desativado e a corrente da saída é mantida em zero. Isto faz com que se obtenha uma corrente média na carga igual à corrente máxima que o circuito está configurado multiplicado pela razão cíclica do sinal PWM.

3.5.2. Resultados Experimentais com LM 3402

Com o objetivo de realizar testes com este componente projetou-se e montou-se uma placa de circuito impresso. Para isto, baseou-se nas informações fornecidas pelo fabricante no *datasheet* [25] do componente. O circuito montado é o apresentado no esquemático da Figura 31. A partir deste esquemático projetou-se o *layout* da placa (Figura 32).

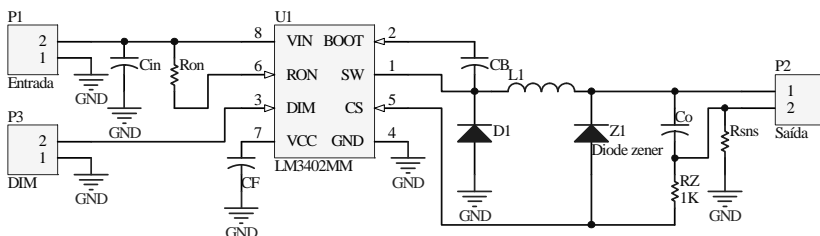


Figura 31 - Esquemático do conversor com o LM 3402.

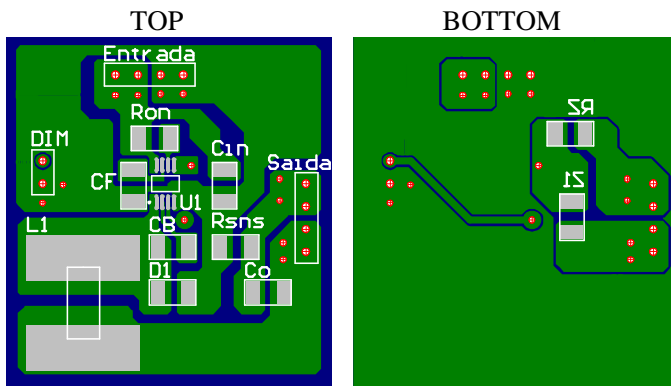


Figura 32 – Layout da placa de circuito impresso do conversor com o LM 3402.

Utilizando as equações disponibilizadas no *datasheet* [25] deste componente e realizando os devidos cálculos (Anexo 2), obteve-se os seguintes valores de componentes:

- Resistor de tempo de condução do interruptor: $R_{ON} = 47 \text{ k}\Omega$;
- Capacitor de entrada: $C_{IN} = 470 \text{ nF}$;
- Capacitor de *bootstrap*: $C_B = 10 \text{ nF}$;
- Capacitor de filtro do regulador linear: $C_F = 100 \text{ nF}$;

- Capacitor de saída: $C_o = 470 \text{ nF}$;
- Resistor de sensor de corrente: $R_{SNS} = 0,5 \Omega$;
- Indutor: $L_1 = 100 \mu\text{H}$.

Com a placa de circuito impresso montada (Figura 33), realizaram-se testes com o objetivo de comprovar que o conversor atende as especificações de projeto. Para a realização deste teste foi utilizado como carga um circuito que apresenta características elétricas bem semelhantes às características das lâmpadas de OLED. Este circuito equivalente utilizado foi composto por dois LEDs de 700 mA @ 3,7 V ligados em série. Esta carga quando alimentada com uma corrente em torno de 400 mA equivale a uma tensão em seus terminais em torno de 6,8 V, valores próximos aos das características elétricas dos OLEDs.

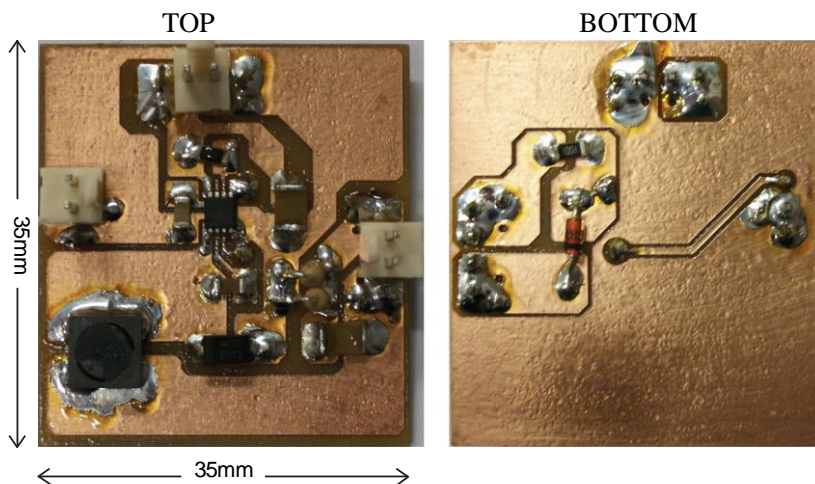


Figura 33 – Foto da placa de circuito impresso com os componentes empregados.

Através da Figura 34 e da Figura 35 verificou-se que este conversor atendeu as especificações, tendo os valores para a frequência de comutação e para a corrente de saída resultados bem próximos dos valores pretendidos e uma ondulação na corrente de saída $< 3\%$, que é menor do que o valor projetado.

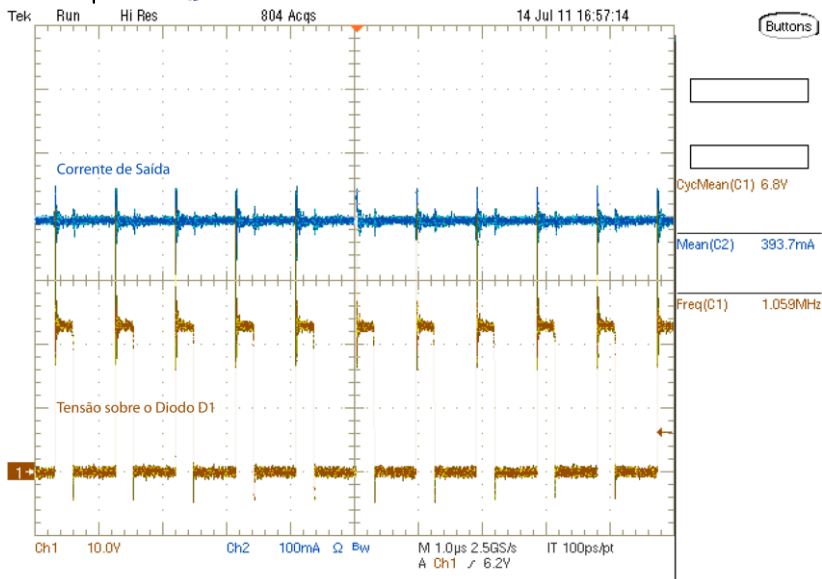


Figura 34 - Tensão sobre o Diodo D1 e corrente de saída do conversor.

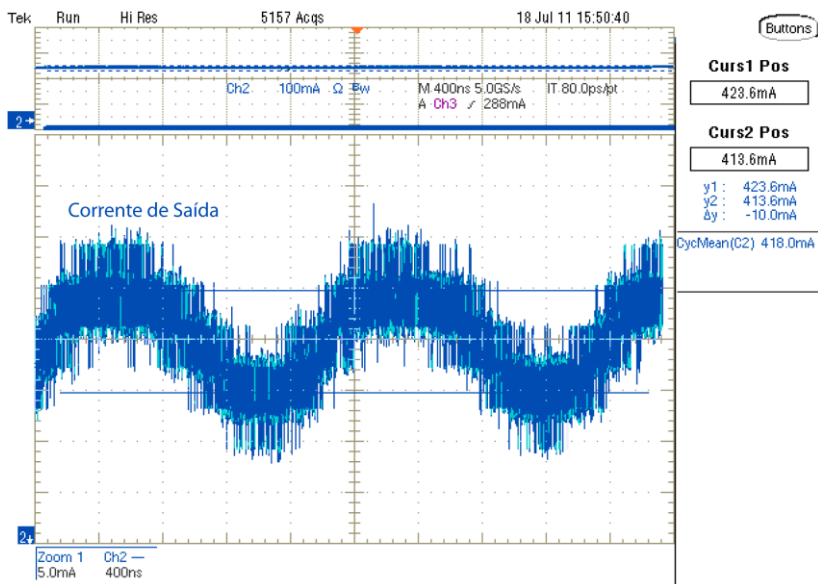


Figura 35 - Ondulação da corrente de saída.

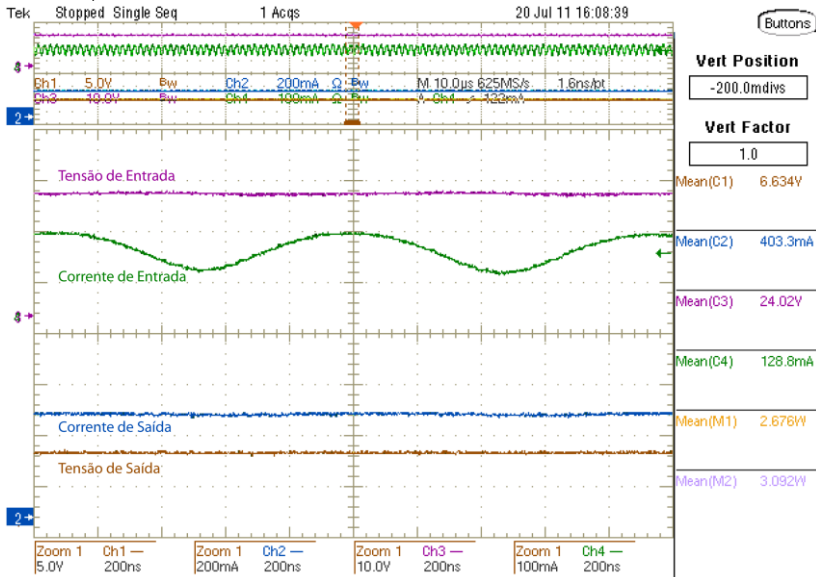


Figura 36 - Tensão de saída, corrente de saída, corrente de entrada e tensão de entrada do conversor para uma tensão de alimentação de 24 V na entrada.

Através das medidas da potência de entrada e da potência de saída do conversor indicadas na Figura 36 obteve-se o rendimento deste conversor alimentado com uma fonte de tensão de 24 V:

$$\eta_{\%} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100\% = \frac{2,676}{3,092} \cdot 100\% = 86,55\% \quad (3.7)$$

Por fim, utilizou-se este circuito para realizar o acionamento de uma lâmpada de OLED, que tem como característica uma corrente nominal de operação de 350 mA, que corresponde a uma tensão de alimentação de aproximadamente 7,1 V. Para a realização deste teste decidiu-se por alimentar o conversor com uma tensão de 24 V e operando com uma frequência em torno de 1 MHz. Os valores dos componentes do conversor adotados estão listados na sequência, e o valor do resistor do sensor de corrente R_{SNS} foi ajustado para a obtenção dos valores de corrente desejados.

- Resistor de tempo de condução do interruptor: $R_{ON} = 47 \text{ k}\Omega$;

- Capacitor de entrada: $C_{IN} = 470 \text{ nF}$;

- Capacitor de *bootstrap*: $C_B = 10 \text{ nF}$;
- Capacitor de filtro do regulador linear: $C_F = 100 \text{ nF}$;
- Capacitor de saída: $C_O = 220 \text{ nF}$;
- Indutor: $L_1 = 47 \text{ } \mu\text{H}$.

Na Figura 37 observam-se as formas de onda da tensão e da corrente de entrada do conversor e a forma de onda da tensão e da corrente de saída do conversor ou do OLED. Através destas formas de onda obtêm-se um rendimento de 85,52% para o conversor alimentando o OLED com corrente próxima a nominal.

$$\eta_{\%} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100\% = \frac{2,480}{2,900} \cdot 100\% = 85,52\% \quad (3.8)$$

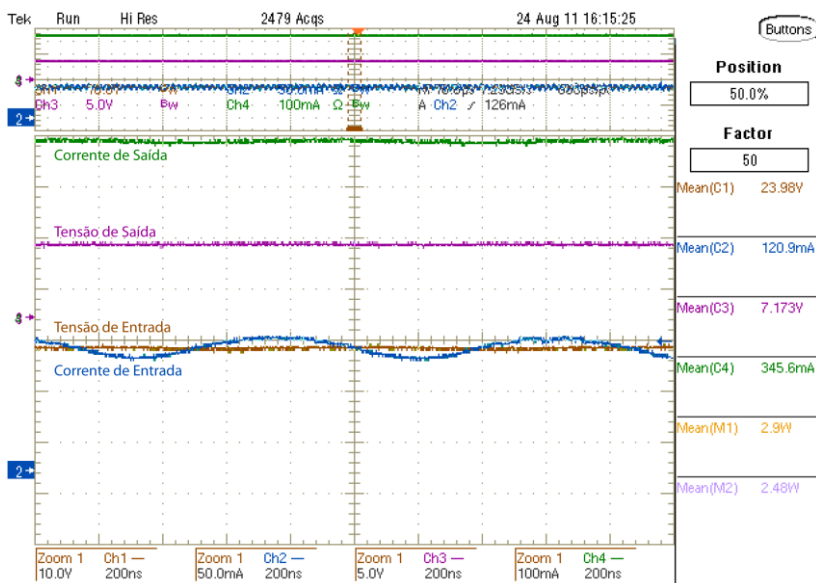


Figura 37 - Tensão de saída, corrente de saída, corrente de entrada e tensão de entrada do conversor alimentando o OLED com corrente próxima da nominal.

Ainda realizaram-se testes para alguns valores de corrente inferiores à nominal com o intuito de obter uma curva de rendimento em função da corrente de alimentação. Os valores de corrente testados com

os respectivos rendimentos estão apresentados na Tabela 1 e a curva de rendimento em função da corrente na Figura 38.

Tabela 1 - Resultados de rendimento da estrutura em função da corrente do OLED.

Corrente [mA]	Rendimento
345,60	85,517%
308,10	84,383%
224,10	81,790%
119,80	74,972%
102,70	72,804%
87,52	69,866%

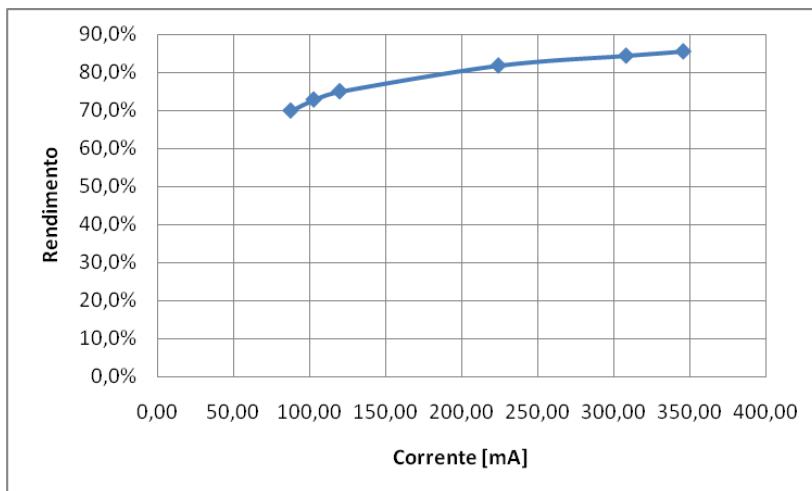


Figura 38 - Curva do rendimento em função da corrente do OLED.

3.6. CONCLUSÃO

O conversor Buck proposto como o dispositivo responsável pela conversão da energia para o acionamento do OLED demonstra-se uma boa opção.

Os resultados de rendimentos obtidos não são muito expressivos, pois não conseguiu-se atingir os 90% propostos, mas levando em consideração as características de potência e de frequência envolvidas, estes valores de rendimentos obtidos são satisfatórios. Quando a potência é baixa tornam-se bastante evidentes as perdas nos componentes e para o acionamento dos mesmos. Isto se agrava mais

com o aumento da frequência, pois as perdas de comutação se elevam proporcionalmente ao seu aumento.

Conseguiu-se assim um rendimento prático de mais de 85% quando acionado o dispositivo de iluminação OLED com o circuito proposto na corrente próxima a sua corrente máxima.

4. ESTUDO DE TÉCNICAS PARA MELHORIA DO RENDIMENTO

4.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentadas e estudadas algumas técnicas que possibilitam uma elevação do rendimento da estrutura, além de ser realizada uma análise para verificar se estas técnicas também surtem efeito quando utilizadas para alimentação da carga proposta de acordo com os requisitos do projeto, com uma corrente de carga relativamente baixa e com uma frequência elevada.

As técnicas estudadas e descritas na sequência são:

- Circuito de Gate Ressonante;
- Redução da Frequência de comutação;
- Buck Síncrono;
- Redução da tensão de alimentação do conversor através da inclusão de um estágio intermediário;
- Buck-QRC-ZVS;
- Buck quadrático;
- Combinação de algumas das técnicas.

Também neste capítulo é apresentado um estudo teórico sobre as perdas em cada um dos componentes do circuito com o intuito de identificar onde ocorrem as maiores perdas.

4.2. CIRCUITO DE GATE RESSONANTE

Com o intuito de tentar aumentar o rendimento da estrutura, decidiu-se testar a utilização de um circuito ressonante para realizar o comando do interruptor, tentando assim reduzir a potência fornecida pela fonte auxiliar e a perda no interruptor. O circuito proposto é apresentado na Figura 39 [27][28][29].

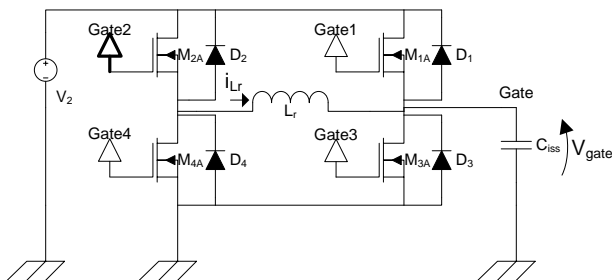


Figura 39 – Circuito ressonante de comando do interruptor.

4.2.1. Etapas de funcionamento

O funcionamento deste circuito ressonante para realizar o comando do interruptor do circuito de potência ocorre através de dez etapas:

- Etapa 1: ($t_0 - t_1$)

No instante t_0 , o interruptor M_{2a} entra em condução e o diodo D_4 bloqueia-se. Ambas as comutações ocorrem sob corrente nula (ZCS – *Zero current switching*). Durante este intervalo a corrente no indutor i_{Lr} cresce com derivada positiva e constante. Esta corrente circula pela fonte auxiliar V_2 , pelo interruptor M_{2a} , indutor L_r e interruptor M_{3a} , conforme é mostrado na Figura 40. A tensão do gate do interruptor principal é grampeada em zero e a duração desta etapa é predeterminada pelo usuário, terminando em t_1 .

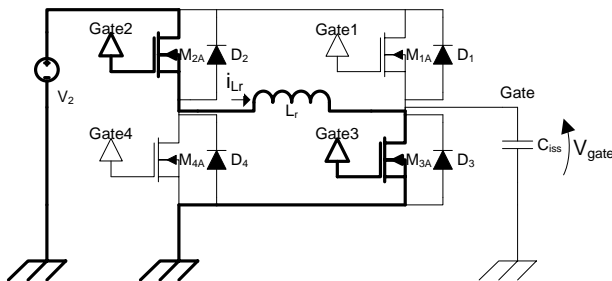


Figura 40 – Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 1.

- Etapa 2: ($t_1 - t_2$)

No instante t_1 , o interruptor M_{3a} é bloqueado, fazendo com que a corrente que passava anteriormente por M_{3a} desvie-se para o gate do

interruptor principal, começando assim a carregar a capacitância de entrada deste interruptor, como pode ser observado na Figura 41. Assim a tensão sobre o gate aumenta e a corrente no indutor L_r ainda continua com derivada positiva, mas nesta etapa com uma derivada inferior a da etapa anterior. Esta etapa termina no instante t_2 , quando a tensão de gate atinge o valor da fonte auxiliar.

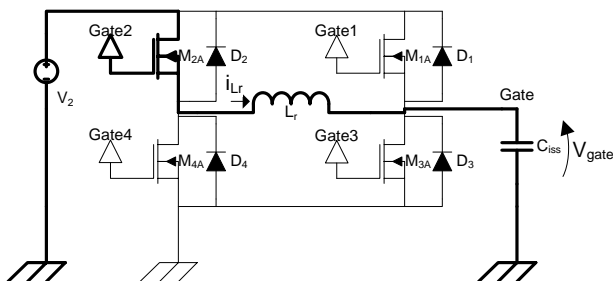


Figura 41 - Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 2.

- Etapa 3: ($t_2 - t_3$)

No instante t_2 , o diodo D_1 entra em condução, fazendo a corrente circular pelo interruptor M_{2a} , indutor L_r e diodo D_1 (Figura 42), mantendo assim a corrente no indutor constante e a tensão no gate mantêm-se com valor igual ao da fonte auxiliar. Esta etapa vai até o instante t_3 .

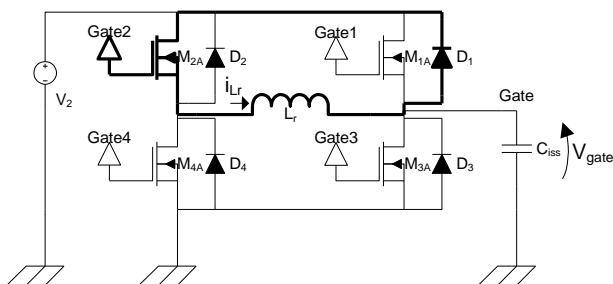


Figura 42 - Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 3.

- Etapa 4: ($t_3 - t_4$)

No instante t_3 , o interruptor M_{2a} é bloqueado, fazendo o diodo D_4 entrar em condução. O circuito equivalente desta etapa pode ser

visualizado na Figura 43. Com isto a corrente no indutor L_r começa a se reduzir com uma derivada negativa constante. Esta etapa termina em t_4 , quando a corrente no indutor se anula. Durante este intervalo deve-se também acionar o interruptor M_{1a} , para este entrar em condução no instante que for necessário.

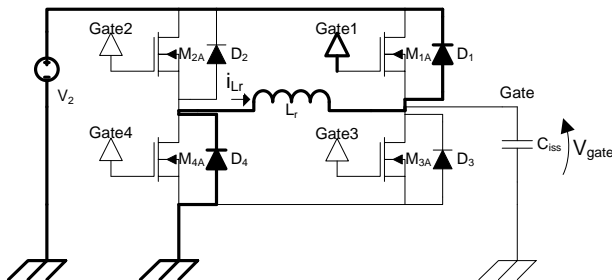


Figura 43 - Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 4.

- Etapa 5: ($t_4 - t_5$)

Durante o intervalo de t_4 a t_5 , a corrente no indutor continua em zero e a tensão aplicada no gate do interruptor é igual a tensão da fonte auxiliar. Através da Figura 44 pode-se visualizar o circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 5.

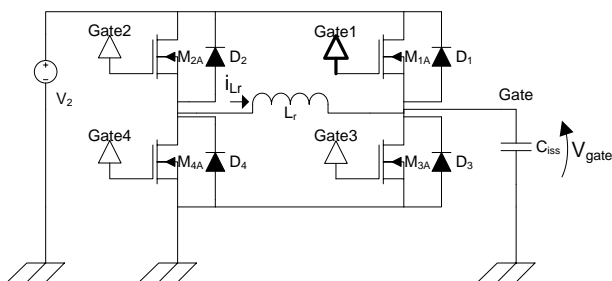


Figura 44 - Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 5.

- Etapa 6: ($t_5 - t_6$)

No instante t_5 o interruptor M_{4a} entra em condução com ZCS, fazendo a corrente no indutor L_r crescer com derivada negativa constante. Durante esta etapa a corrente circula pela fonte auxiliar, pelo interruptor M_{1a} , pelo indutor L_r e pelo interruptor M_{4a} , como pode ser

visualizado na Figura 45. A duração desta etapa também é pré-definida pelo usuário, terminando em t_6 .

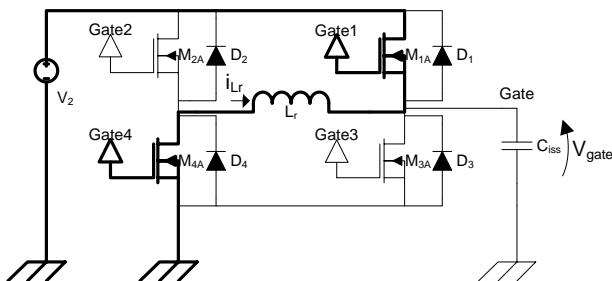


Figura 45 - Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 6.

- Etapa 7: ($t_6 - t_7$)

No instante t_6 , o interruptor M_{1a} é bloqueado, fazendo com que a corrente que circulava anteriormente por M_{1a} , passe a ser drenada do gate do interruptor principal, começando assim a descarregar a capacitância de entrada deste interruptor, como apresentado na Figura 46. Com este fato a tensão sobre o gate diminui e a corrente no indutor L_r ainda continua com derivada negativa, mas nesta etapa com uma derivada de valor mais reduzido em comparação com a etapa anterior. Esta etapa termina no instante t_7 , quando a tensão de gate atinge zero.

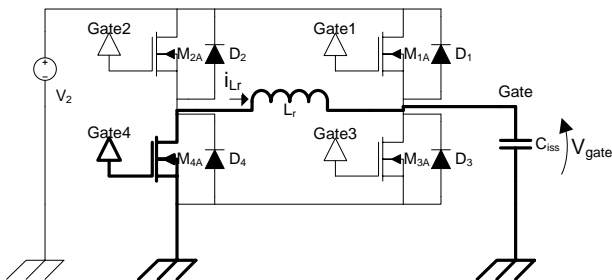


Figura 46 - Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 7.

- Etapa 8: ($t_7 - t_8$)

No instante t_7 , o diodo D_3 entra em condução, fazendo a corrente circular pelo diodo D_3 , indutor L_r e interruptor M_{4a} (Figura 47),

mantendo assim a corrente no indutor constante e a tensão no gate mantêm-se com valor igual a zero. Esta etapa vai até o instante t_8 .

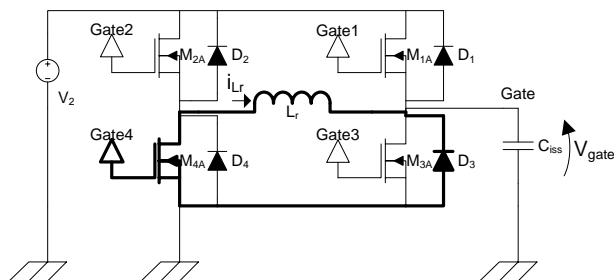


Figura 47 - Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 8.

- Etapa 9: ($t_8 - t_9$)

No instante t_8 , o interruptor M_{4a} é bloqueado, fazendo assim o diodo D_2 entrar em condução. O circuito equivalente desta etapa pode ser visualizado na Figura 48. Assim, a corrente no indutor L_r começa a se reduzir com uma derivada negativa constante. Esta etapa termina em t_9 , quando a corrente no indutor se anula. Durante este intervalo deve-se também acionar o interruptor M_{3a} , para este entrar em condução no instante que for necessário.

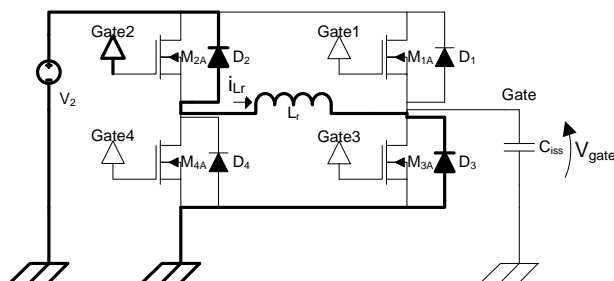


Figura 48 - Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 9.

- Etapa 10: ($t_9 - t_0$)

Durante o intervalo de t_9 a t_0 , a corrente no indutor continua em zero e a tensão aplicada no gate do interruptor também continua igual a zero. Através da Figura 49 pode-se visualizar o circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 10.

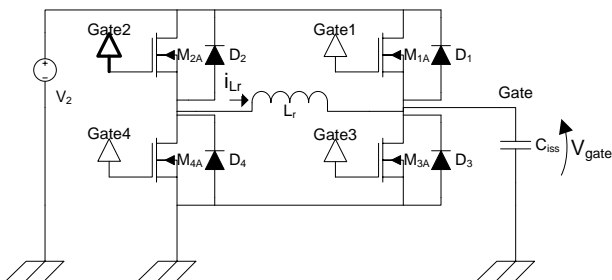


Figura 49 - Circuito ressonante de comando do interruptor na configuração da Etapa 10.

Durante as etapas 1, 2, 6 e 7 ocorre a transferência de energia da fonte auxiliar para os demais elementos do circuito e, já nas etapas 4 e 9 ocorre a regeneração de energia do resto do circuito para a fonte auxiliar, reduzindo assim a potência média fornecida por esta fonte auxiliar. Este fato pode ser observado na Figura 50 através do fluxo de corrente da fonte auxiliar V_2 , juntamente com as demais formas de onda de interesse para este circuito.

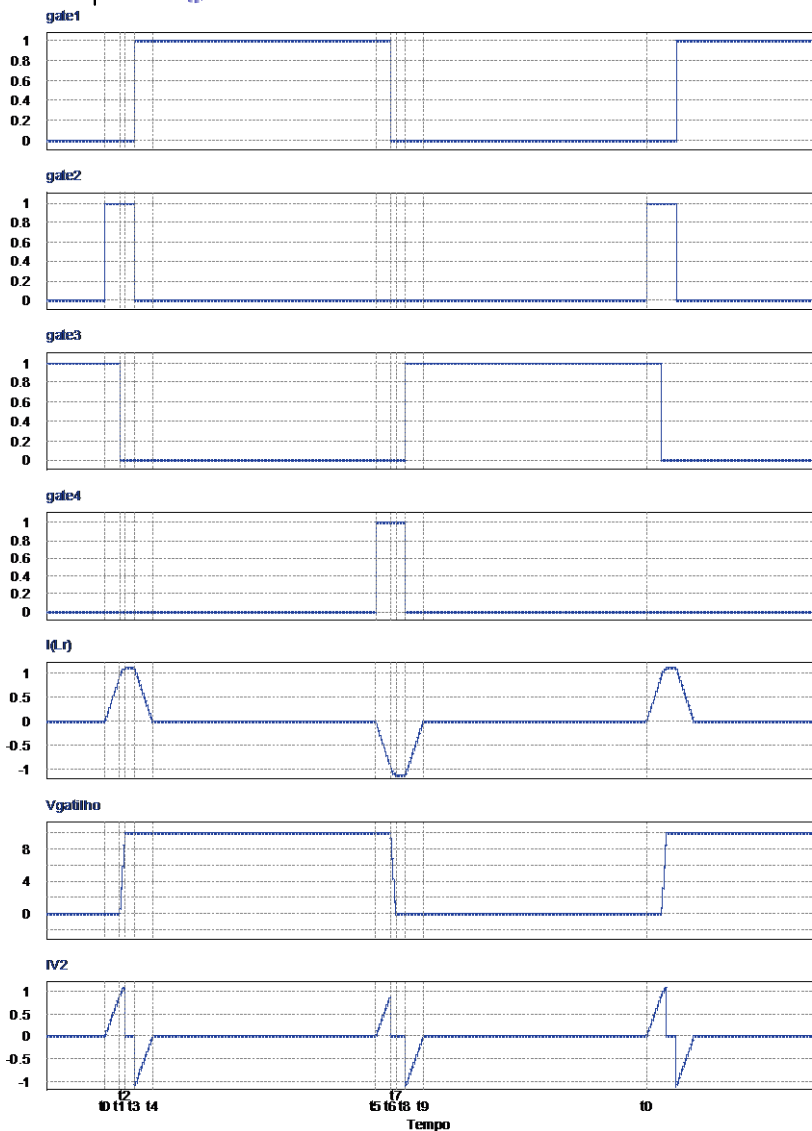


Figura 50 - Formas de onda do circuito ressonante para o comando do interruptor.

4.2.2. Resultados obtidos por Simulações

A fim de testar esta técnica, implementou-se uma simulação utilizando um circuito ressonante para realizar o comando do interruptor conforme mostrado na Figura 51 [29].

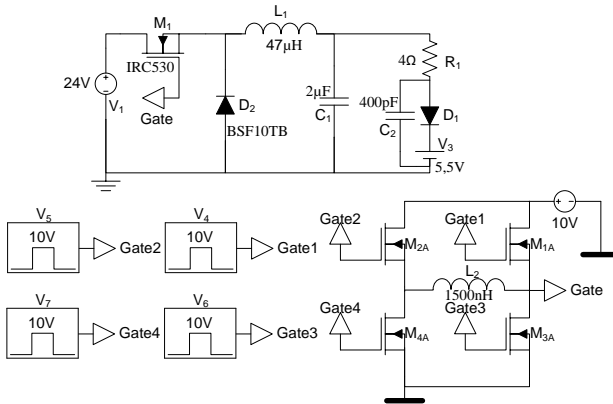


Figura 51 - Esquemático elétrico utilizado para a simulação com o circuito de comutação ressonante.

O resultado da simulação do circuito da Figura 51 pode ser observado na Figura 52 e na Figura 53. Na Figura 52, pode-se obter o rendimento desta estrutura utilizando a comutação ressonante para o acionamento do interruptor:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100 = \frac{2,868}{3,496} \cdot 100 = 82,055\% \quad (4.1)$$

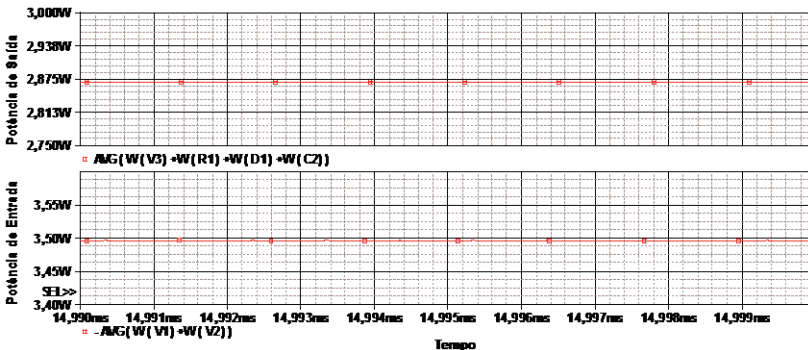


Figura 52 - Potência média de entrada e de saída do conversor.

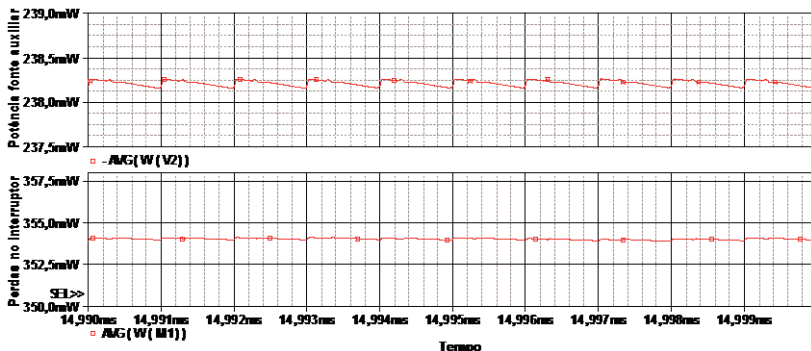


Figura 53 - Potência média fornecida pela fonte auxiliar e perda média no interruptor.

Na Figura 53 pode-se observar a potência média fornecida pela fonte auxiliar, como também a perda média no interruptor. Concluiu-se que a potência média consumida da fonte auxiliar aumentou para 238,18 mW em comparação ao circuito da Figura 19 onde se utilizou os mesmos componentes, mostrando que a comutação ressonante não cumpriu o seu objetivo de reduzir a potência consumida pela fonte auxiliar. E, analisando as perdas no interruptor, concluiu-se que estas perdas foram reduzidas para 353,834 mW, novamente em comparação com os resultados do circuito da Figura 19. Como estas diferenças não foram muito significativas, o ganho no rendimento foi pequeno, sendo de aproximadamente 0,5%.

Com o circuito mostrado na Figura 54 realizou-se outra simulação, agora utilizando circuito de gate ressonante, interruptor MOSFET com tecnologia OptiMOS e diodo Schottky, com o intuito de analisar se são obtidas as mesmas conclusões da simulação anterior.

Pode-se visualizar na Figura 55 a potência de entrada e de saída do conversor, de onde se obtêm o rendimento:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100 = \frac{2,856}{3,269} \cdot 100 = 87,35\% \quad (4.2)$$

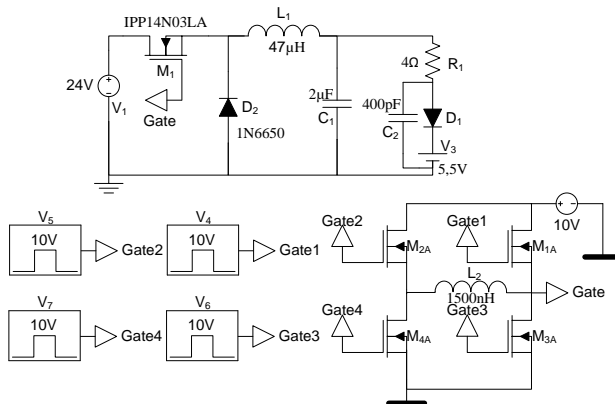


Figura 54 - Esquema elétrico utilizado para a simulação.

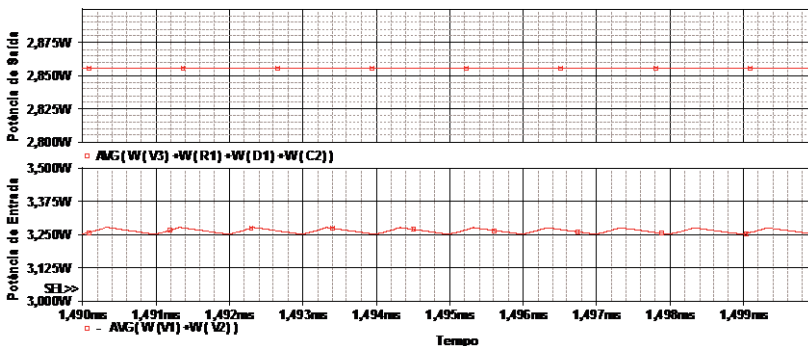


Figura 55 – Potência média de entrada e de saída do conversor.

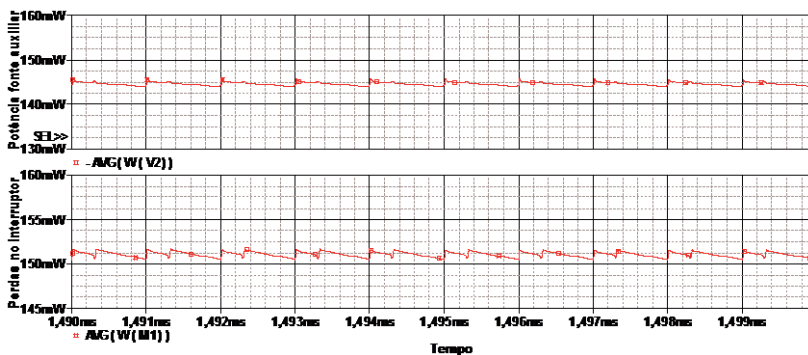


Figura 56 - Potência média na fonte auxiliar e perda média no interruptor.

Na Figura 56 observa-se que a potência média da fonte auxiliar aumentou em comparação com a simulação do circuito da Figura 23,

ficando em 144,7 mW, e a perda média no interruptor reduziu para 151,27 mW. Comprova-se novamente que a mudança na potência fornecida pela fonte auxiliar e a perda no interruptor não sofreram grandes alterações em comparação com a simulação do circuito da Figura 23, o que ocasionou uma pequena redução no rendimento e mostrou que novamente o circuito de comutação ressonante para este projeto não se mostrou vantajoso.

4.2.3. Conclusões Parciais

O objetivo desta técnica era de aumentar o rendimento da estrutura, e seu princípio se baseava na diminuição da potência fornecida pela fonte auxiliar. Com o termino destas simulações foi possível concluir que esta técnica não se mostrou vantajosa. Esta conclusão deve-se ao fato de que neste projeto além da frequência envolvida ser elevada, as potências envolvidas são baixas, não propiciando um ganho com a utilização desta técnica, que segundo a literatura consultada apresenta uma vantagem quando as potências envolvidas são mais elevadas. Devido ao fato desta técnica não mostrar-se vantajosa para este caso, decidiu-se testar a redução da frequência de comutação.

4.3. REDUÇÃO DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO

Uma possibilidade de tentar melhorar o rendimento deste conversor é reduzir a frequência de comutação, tendo como intuito a redução das perdas por comutação nos elementos do circuito. Para testar se esta possibilidade é interessante, primeiramente realizou-se simulações através de *software* de simulação de circuitos elétricos e posteriormente realizou-se testes práticos com o objetivo de validar as simulações.

4.3.1. Resultados obtidos por Simulação

Utilizando o *software* PSPICE Orcad realizou-se uma simulação com o intuito de testar se esta técnica de redução da frequência de comutação consegue proporcionar um ganho de rendimento para a estrutura. Para isto utilizou-se os mesmos parâmetros de projeto utilizado no item 3.1, exceto da frequência de comutação que foi adotada como sendo próxima de 500 kHz e como esquemático elétrico foi utilizado o circuito da Figura 57.

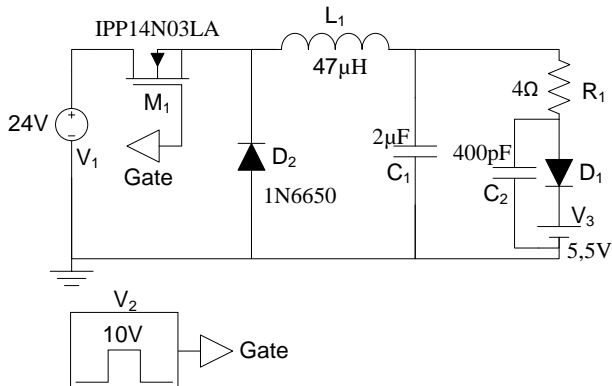


Figura 57 - Esquemático elétrico utilizado para a simulação.

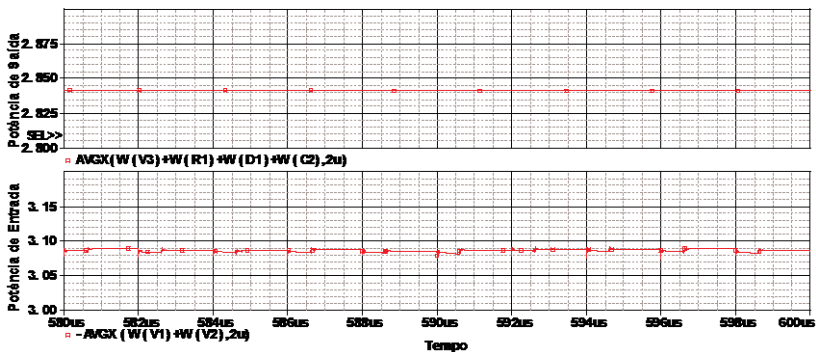


Figura 58 - Potência média de entrada e de saída do conversor.

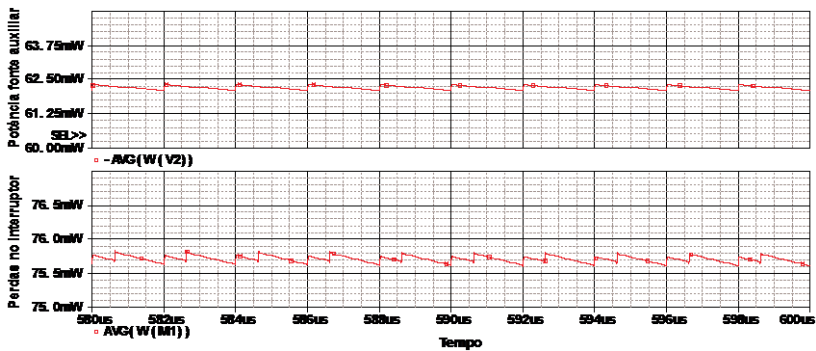


Figura 59 - Potência média na fonte auxiliar e perda média no interruptor.

Analisando os resultados obtidos através da Figura 58, pode-se obter o rendimento para esta estrutura operando com uma frequência de comutação do interruptor de 500 kHz:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100 = \frac{2,841}{3,088} \cdot 100 = 92,00\% \quad (4.3)$$

Com o auxílio da Figura 59 observa-se que potência média da fonte auxiliar ficou em torno de 62,20 mW, e a perda média no interruptor em aproximadamente 75,75 mW.

4.3.2. Resultados Experimentais

Tendo obtido os resultados através da simulação, optou-se em visualizar a comprovação destes na prática. Para isto, foram realizados novos cálculos utilizando as equações fornecidas pelo fabricante para obter uma frequência de comutação em torno de 500 kHz, e adotou-se os seguintes valores de componentes para realizar este teste:

- Resistor de tempo de condução do interruptor: $R_{ON} = 100 \text{ k}\Omega$;
- Capacitor de entrada: $C_{IN} = 470 \text{ nF}$;
- Capacitor de *bootstrap*: $C_B = 10 \text{ nF}$;
- Capacitor de filtro do regulador linear: $C_F = 100 \text{ nF}$;
- Capacitor de saída: $C_O = 1 \text{ }\mu\text{F}$;
- Resistor de sensor de corrente: $R_{SNS} = 0,5 \text{ }\Omega$;
- Indutor: $L_1 = 100 \text{ }\mu\text{H}$.

Com os valores obtidos para os componentes, efetuou-se as devidas trocas de componentes necessárias na placa de circuito impresso (Figura 33) para realizar este teste. Os resultados obtidos, utilizando novamente como carga o circuito que apresenta características elétricas semelhantes ao OLED descrito no item 3.1.3.2, podem ser visualizados na Figura 60. Através dos valores apresentados nesta figura obteve-se o novo rendimento para a tensão de alimentação de 24 V e frequência de comutação em torno de 500 kHz:

$$\eta_{\%} = \frac{2,788}{3,186} \cdot 100\% = 87,51\% \quad (4.4)$$

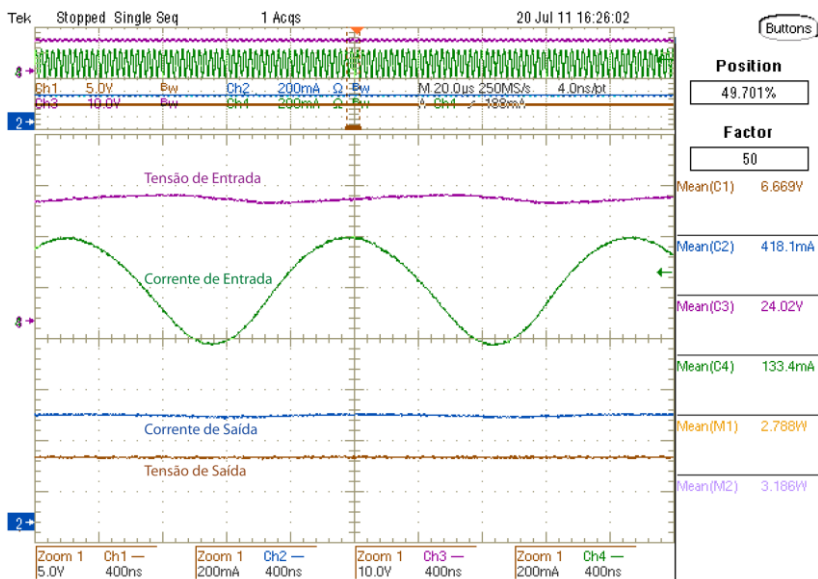


Figura 60 - Tensão de saída, corrente de saída, corrente de entrada e tensão de entrada do conversor para uma tensão de alimentação de 24 V na entrada e frequência de 500 kHz.

4.3.3. Conclusões Parciais

Após realizar uma comparação entre os resultados obtidos no item 3.4 e os obtidos no item 4.3.1, para o caso da utilização dos mesmos componentes, alterando apenas a frequência de comutação do interruptor, conclui-se que ocorreu um ganho de aproximadamente 3,5% no rendimento com a redução da frequência de 1 MHz para 500 kHz, mostrando-se uma alternativa interessante. Porém sabe-se também que esta redução na frequência ocasionará um aumento na ondulação da corrente no indutor L_o e conseqüentemente na corrente de saída do conversor.

Pode-se concluir ainda que através da comparação dos resultados obtidos no item 3.5.2 e no item 4.3.2, com relação aos resultados experimentais, que o ganho no rendimento ficou em torno de 0,95% com a mesma redução da frequência de comutação do interruptor de 1 MHz para 500 kHz. Mostra-se, assim, tanto através da simulação quanto

através dos resultados experimentais que esta redução contribui para a elevação no rendimento da estrutura. Mesmo esta técnica tendo se mostrado vantajosa para a elevação do rendimento da estrutura, optou-se em realizar uma mudança no conversor, tornando-o um Buck Síncrono, possibilitando o teste de outra técnica, visando obter uma técnica ainda mais vantajosa.

4.4. UTILIZAÇÃO DO BUCK SÍNCRONO

Com o mesmo objetivo dos itens anteriores, de comprovar a viabilidade da utilização de alguma técnica que possibilite uma elevação no rendimento da estrutura, durante esta etapa realizou-se algumas simulações.

Esta possibilidade consiste em substituir o diodo D_2 (diodo de roda-livre) do circuito da Figura 61 por um interruptor controlado. O objetivo desta técnica é possuir um diodo como no caso anterior, sendo agora utilizado o diodo intrínseco do MOSFET (M_2) enquanto o interruptor M_1 está bloqueado. Neste intervalo que o interruptor M_1 está bloqueado é aplicado pulso no gate do M_2 (Figura 63), fazendo-o entrar em condução e criando assim um caminho paralelo ao diodo intrínseco do MOSFET, reduzindo as perdas por condução neste elemento do circuito.

4.4.1. Resultados obtidos por Simulações e Conclusões Parciais

Primeiramente realizou-se uma simulação da estrutura do conversor Buck, sem a utilização de qualquer destas técnicas de tentar elevar o rendimento da estrutura. Esta simulação tem o objetivo de ser utilizada como base para comparações e obtenção das devidas conclusões sobre esta técnica ou possibilidade de elevar o rendimento. Nesta simulação utilizou-se como interruptor MOSFET um componente com características muito similares as do MOSFET interno do circuito integrado LM 3402, utilizado na parte experimental. Também utilizou-se o modelo do diodo empregado na prática e o circuito equivalente do indutor, com sua resistência intrínseca associada, tornando assim as simulações mais realísticas. A frequência utilizada durante estes testes foi de 1 MHz e razão cíclica de 0,283, obtendo-se assim uma tensão de saída do conversor de aproximadamente 6,8 V.

O esquemático elétrico utilizado para a realização desta simulação é apresentado na Figura 61.

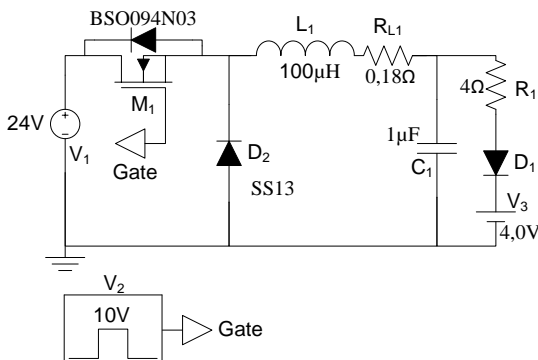


Figura 61 - Esquemático elétrico do circuito utilizado na primeira simulação.

Através da Figura 62 pode-se visualizar que o rendimento deste conversor sem a utilização de nenhuma tentativa de melhorar o rendimento resultou em aproximadamente 88,3%.

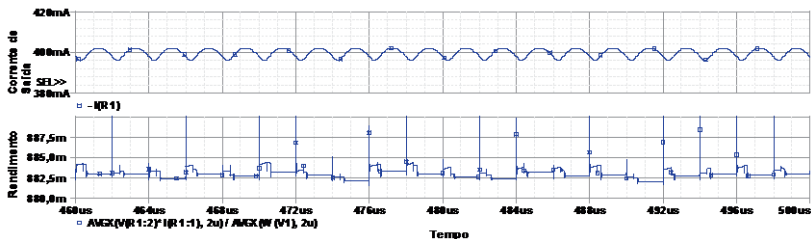


Figura 62 - Corrente de saída do conversor e o rendimento da estrutura para o circuito da primeira simulação.

A fim de testar esta possibilidade de substituição do diodo por um interruptor comandado, montou-se outra simulação que tem seu esquemático elétrico apresentado na Figura 63.

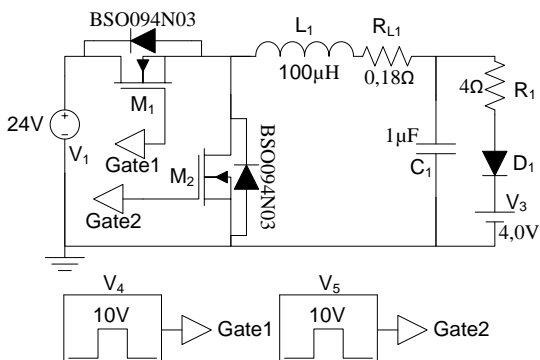


Figura 63 – Esquemático elétrico do circuito utilizado na segunda simulação.

O resultado encontrado para esta simulação é apresentado na Figura 64, onde observa-se um rendimento em torno de 85,4% que é inferior ao rendimento do circuito da primeira simulação. Este fato mostra que com a utilização do MOSFET não foi possível reduzir as perdas por condução neste elemento do circuito.

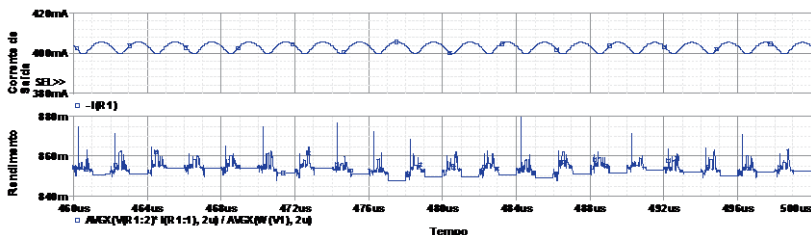


Figura 64 - Corrente de saída do conversor e o rendimento da estrutura para o circuito da segunda simulação.

Porém, estes resultados obtidos não representam com fidelidade a realidade, pois nestes cálculos de rendimento levou-se em conta somente como potência de entrada a potência da fonte principal (fonte V_1). Em casos em que a potência de entrada e de saída são elevadas, a potência fornecida pelas fontes auxiliares torna-se desprezível. No contrário, como é o caso desta estrutura, deve-se considerar como potência de entrada a soma da potência da fonte principal com a potência das fontes auxiliares que são utilizadas para o acionamento dos interruptores.

Em função destas informações, realizou-se novamente estas duas simulações, mas agora levando em consideração também a potência

fornecida pelas fontes auxiliares para o cálculo do rendimento, e os novos resultados estão apresentados na sequência.

Na Figura 65 obtêm-se o rendimento para o circuito da Figura 61 considerando também a potência da fonte auxiliar, que resultou em aproximadamente 84,5%. Na Figura 66 obtêm-se o rendimento para o circuito da Figura 63 com a consideração de potência de entrada como a soma da potência da fonte principal e das fontes auxiliares, chegando a um rendimento em torno de 72,5%. Com estes novos valores de rendimento para os dois primeiros circuitos levando em consideração a potência de todas as fontes, fica mais evidente a não viabilidade da substituição do diodo pelo interruptor comandado.

Devido ao fato desta técnica testada também não contribuir para a elevação do rendimento da estrutura, optou-se em testar outras técnicas, testando agora a introdução de estágio intermediário para redução da tensão de alimentação do conversor.

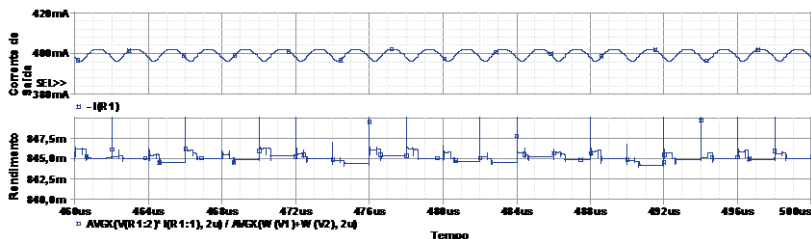


Figura 65 – Corrente de saída do conversor e o rendimento da estrutura para o circuito da primeira simulação considerando a potência das fontes auxiliares.

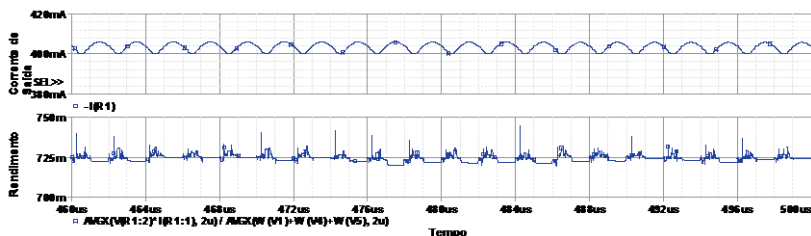


Figura 66 - Corrente de saída do conversor e o rendimento da estrutura para o circuito da segunda simulação considerando a potência das fontes auxiliares.

4.5. INTRODUÇÃO DE ESTÁGIO INTERMEDIÁRIO PARA REDUÇÃO DA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO DO CONVERSOR

Outra possibilidade de aumentar o rendimento é através da redução da diferença de tensão entre a entrada e a saída do conversor.

Porém, neste caso é necessária a utilização de mais um estágio, o qual realizaria esta redução da tensão de 24 V para uma tensão intermediária em relação da tensão de saída.

4.5.1. Resultados obtidos por Simulações

Para testar esta possibilidade optou-se em dividir a estrutura em duas etapas, a primeira é chamada de circuito com capacitor chaveado e realiza uma redução da tensão de entrada pela metade. No caso deste teste realiza a redução de 24 V para 12 V. A segunda etapa realiza a adequação desta tensão de 12 V para o valor pretendido de tensão de saída. Isto é possível quando a tensão de saída é menor que a tensão de 12 V, caso da carga que deseja-se acionar com esta estrutura, pois este segundo estágio é um abaixador de tensão. O esquemático elétrico do circuito utilizado pode ser visualizado na Figura 67.

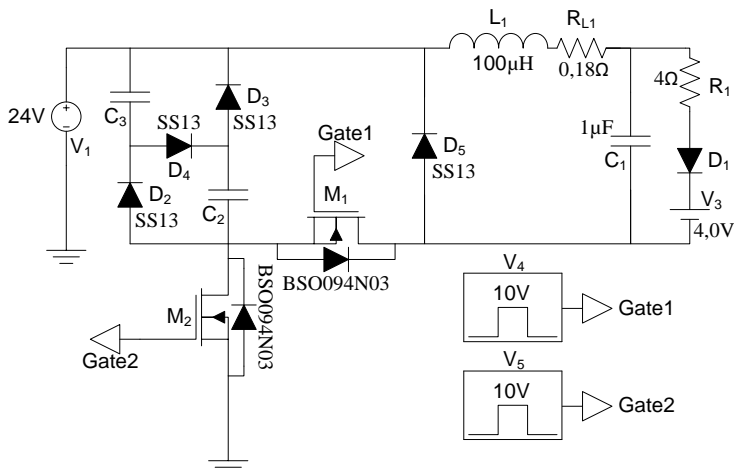


Figura 67 - Esquemático elétrico do circuito utilizado na terceira simulação.

Para esta simulação foi obtido através da Figura 68 o rendimento de aproximadamente 86,0%, que representa o resultado da estrutura que utilizou dois estágios na realização da adequação da tensão de entrada para a tensão de saída e desconsiderada a potência das fontes auxiliares para a realização deste cálculo. Através dos resultados da Figura 69 obtém-se somente 73,4%, o que representa o rendimento da estrutura de dois estágios e a consideração da potência de entrada como a soma da potência das fontes auxiliares com a potência da fonte principal.

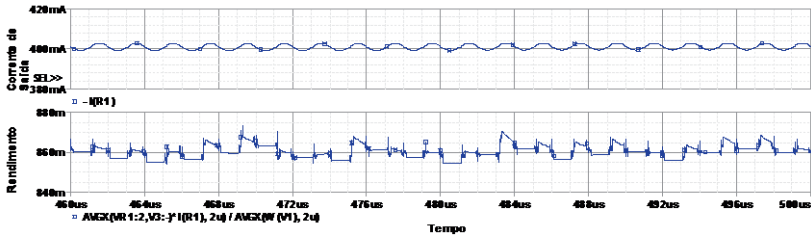


Figura 68 - Corrente de saída do conversor e o rendimento da estrutura para o circuito da terceira simulação desconsiderando a potência das fontes auxiliares.

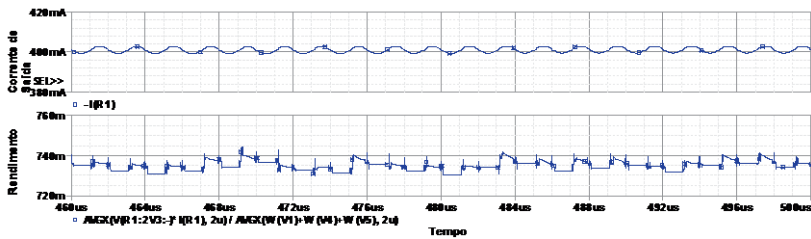


Figura 69 - Corrente de saída do conversor e o rendimento da estrutura para o circuito da terceira simulação considerando a potência das fontes auxiliares.

Realizou-se ainda mais uma simulação onde foi substituído o diodo D_2 da Figura 67 por um interruptor controlado, com o intuito de analisar se para esta estrutura também ocorre o mesmo problema do item 4.4. Na Figura 70 observa-se o esquemático elétrico desta simulação.

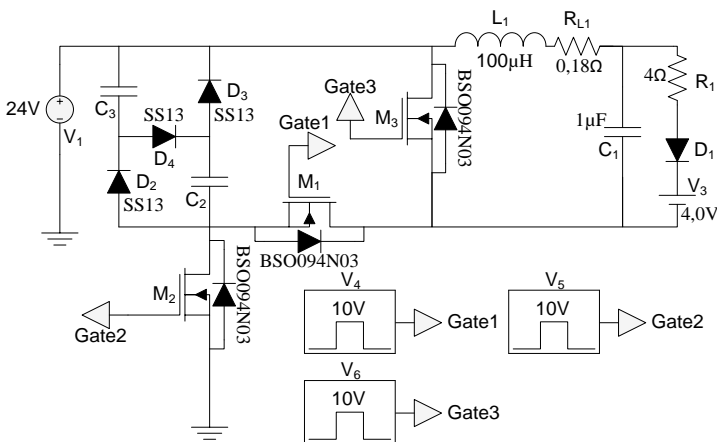


Figura 70 - Esquemático elétrico do circuito utilizado na quarta simulação.

Na Figura 71 obtêm-se o rendimento para esta simulação utilizando dois estágios e interruptor comandado no lugar do diodo D_2 , que resultou em torno de 85,4%, quando considerado somente a potência da fonte principal como potência de entrada. Quando se considera a potência de entrada como a soma da potência da fonte principal e das fontes auxiliares, obtêm-se um rendimento de aproximadamente 68,3% (Figura 72). Este valor de rendimento comprova mais uma vez que em potências baixas não é vantajosa a substituição do diodo pelo interruptor comandado.

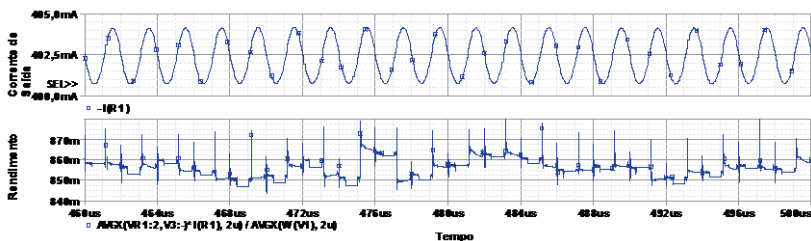


Figura 71 - Corrente de saída do conversor e o rendimento da estrutura para o circuito da quarta simulação desconsiderando a potência das fontes auxiliares.

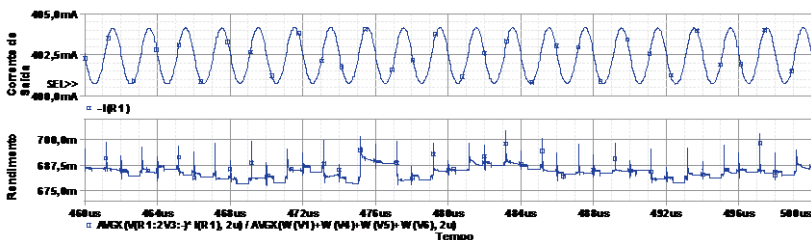


Figura 72 - Corrente de saída do conversor e o rendimento da estrutura para o circuito da quarta simulação considerando a potência das fontes auxiliares.

4.5.2. Resultados Experimentais

Com o intuito de testar esta possibilidade, novamente realizou-se os cálculos, desta vez para fazer o acionamento do conversor da Figura 33 com uma tensão de 12 V e operar em 1 MHz. Os valores dos componentes adotados foram:

- Resistor de tempo de condução do interruptor: $R_{ON} = 47 \text{ k}\Omega$;
- Capacitor de entrada: $C_{IN} = 1 \text{ }\mu\text{F}$;
- Capacitor de *bootstrap*: $C_B = 10 \text{ nF}$;

- Capacitor de filtro do regulador linear: $C_F = 100 \text{ nF}$;
- Capacitor de saída: $C_O = 470 \text{ nF}$;
- Resistor de sensor de corrente: $R_{SNS} = 0,5 \Omega$;
- Indutor: $L_1 = 47 \mu\text{H}$.

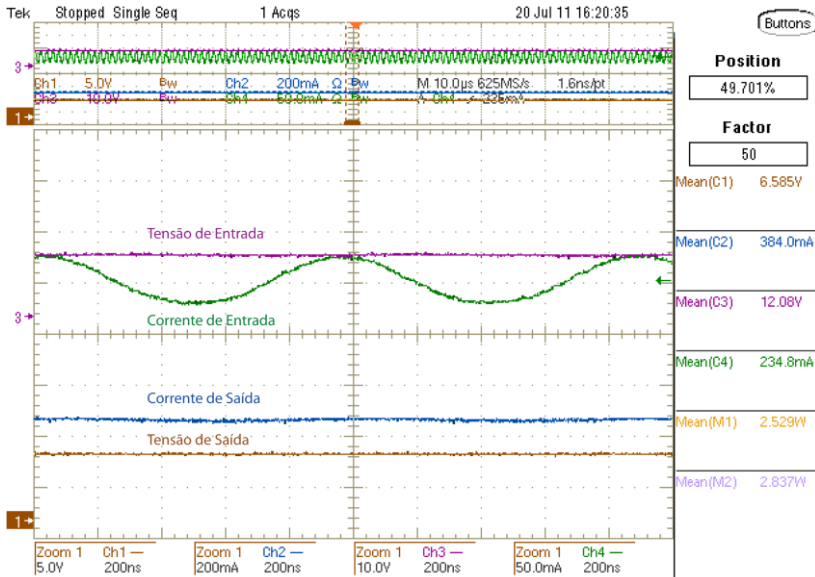


Figura 73 - Tensão de saída, corrente de saída, corrente de entrada e tensão de entrada do conversor para uma tensão de alimentação de 12 V na entrada.

Com os valores apresentados na Figura 73, obteve-se o rendimento para o conversor sendo alimentado por uma fonte de tensão de 12 V e operando com uma frequência de comutação de aproximadamente 1 MHz:

$$\eta_{\%} = \frac{2,529}{2,837} \cdot 100\% = 89,14\% \quad (4.4)$$

4.5.3. Conclusões Parciais

Após realizar uma análise dos resultados obtidos por simulação, pode-se concluir que esta técnica não mostrou-se vantajosa, pois no melhor dos casos apresentou um rendimento de aproximadamente 73,4% quando considerado como potência de entrada o somatório das

potências fornecidas pela fonte principal e auxiliar. O rendimento de cada um destes estágios devem ser superiores ao do conversor alimentando a carga em um estágio único a partir dos 24 V, porém como estes dois estágios estão em cascata, o rendimento total da estrutura é o produto do rendimento de cada um destes dois estágios, tornando-se assim o rendimento da estrutura inferior ao rendimento do estágio único.

Através da análise do resultado obtido experimentalmente com um único estágio e alimentando o conversor com 12 V, conclui-se que este rendimento é superior ao rendimento obtido no item 3.5.2, onde foi alimentado o conversor com 24 V. Este fato comprova a suposição proposta no item anterior que o rendimento de cada um dos estágios é superior ao do conversor de estágio único com entrada em 24 V, porém na combinação o resultado da estrutura torna-se menor e mostrando-se assim uma técnica não vantajosa para elevar o rendimento. Mesmo sabendo destes fatos, decidiu-se realizar uma combinação desta técnica com a redução da frequência de comutação, com o objetivo de ver se os resultados obtidos também se repetem em frequências mais baixas.

4.6. COMBINAÇÃO DA REDUÇÃO DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO COM REDUÇÃO DE TENSÃO ATRAVÉS DE ESTÁGIO INTERMEDIÁRIO

4.6.1. *Resultado Experimental*

Realizou-se um novo teste, unindo as duas possibilidades anteriores para tentar elevar o rendimento do conversor. Para este teste projetou-se o conversor para operar com uma tensão de alimentação de 12 V e uma frequência de comutação em torno de 500 kHz. Os valores dos componentes para este teste foram os seguintes:

- Resistor de tempo de condução do interruptor: $R_{ON} = 100 \text{ k}\Omega$;
- Capacitor de entrada: $C_{IN} = 470 \text{ nF}$;
- Capacitor de *bootstrap*: $C_B = 10 \text{ nF}$;
- Capacitor de filtro do regulador linear: $C_F = 100 \text{ nF}$;
- Capacitor de saída: $C_O = 1 \text{ }\mu\text{F}$;
- Resistor de sensor de corrente: $R_{SNS} = 0,5 \text{ }\Omega$;
- Indutor: $L_1 = 100 \text{ }\mu\text{H}$.

Seguindo a mesma metodologia utilizada nos testes anteriores, observou-se através da Figura 74 os valores de potência de entrada e de potência de saída do conversor, com os quais obteve-se o rendimento:

$$\eta_{\%} = \frac{2,620}{2,922} \cdot 100\% = 89,66\% \quad (4.5)$$

Conforme já mencionado anteriormente, para os casos da tensão de alimentação do conversor ser, por exemplo, de 12 V, necessita-se de um estágio intermediário que realiza a adequação dos 24 V para os 12 V.

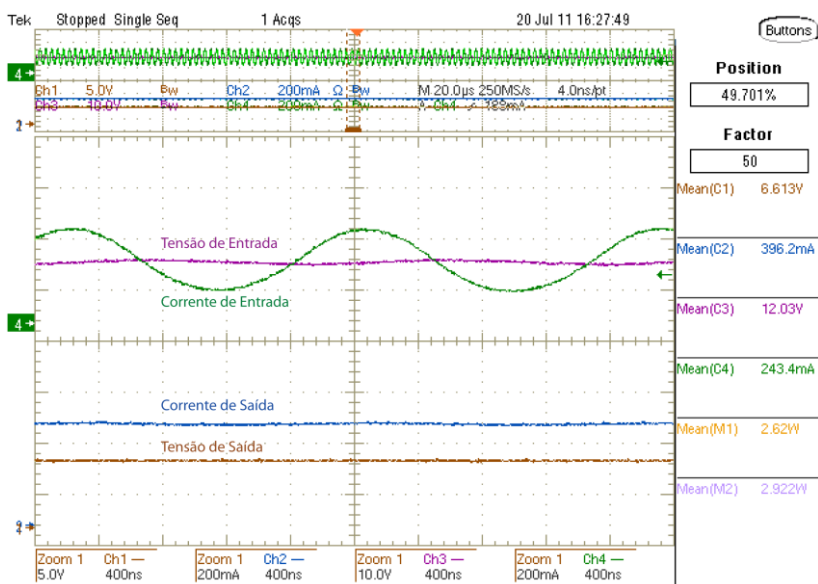


Figura 74 - Tensão de saída, corrente de saída, corrente de entrada e tensão de entrada do conversor para uma tensão de alimentação de 12 V na entrada e frequência de 500 kHz.

4.6.2. Conclusões Parciais

Nos casos em que a alimentação do conversor foi de 12 V, os rendimentos encontrados foram superiores aos casos de alimentação de 24 V. Porém nestes casos deve-se levar em conta também o rendimento deste estágio intermediário, e para esta técnica ser vantajosa o rendimento deste estágio deve ser superior a 97% para se conseguir um rendimento total da estrutura similar ao rendimento do conversor

alimentado diretamente com 24 V, conforme pode-se analisar na Tabela 2.

Tabela 2 – Rendimento da estrutura.

Tensão	Frequência	Rendimento LM 3402	Rendimento SSC	Rendimento Total
24 V	1 MHz	86,55	-	86,55
24 V	500 kHz	87,51	-	87,51
12 V	1 MHz	89,14	0,970944582	86,55
12 V	500 kHz	89,66	0,976020522	87,51

4.7. RE-ENSAIO SEM ALTERAÇÃO DE COMPONENTES

4.7.1. *Resultados Experimentais*

Com o objetivo de realizar uma comparação mais igualitária entre os testes realizados, decidiu-se refazer os 4 testes que estão indicados na Tabela 2, mas agora utilizando os mesmos valores de componentes em todos os testes, exceto do Resistor de tempo de condução do interruptor, que é o componente que impõe (ajusta) a frequência. Os valores de componentes adotados para a realização destes testes foram os seguintes:

- Resistor de tempo de condução do interruptor:
 $R_{ON} = 100 \text{ k}\Omega$ (500 kHz);
 $R_{ON} = 47 \text{ k}\Omega$ (1 MHz);
- Capacitor de entrada: $C_{IN} = 470 \text{ nF}$;
- Capacitor de *bootstrap*: $C_B = 10 \text{ nF}$;
- Capacitor de filtro do regulador linear: $C_F = 100 \text{ nF}$;
- Capacitor de saída: $C_o = 220 \text{ nF}$;
- Resistor de sensor de corrente: $R_{SNS} = 0,5 \text{ }\Omega$;
- Indutor: $L_l = 47 \text{ }\mu\text{H}$.

Através das Figuras 75, 76, 77 e 78 pode-se visualizar os resultados obtidos para esta combinação de testes com tensão de alimentação de 24 V e de 12 V e para frequência de comutação dos interruptores de 500 kHz e 1 MHz. Na Tabela 3 observa-se os valores de rendimento obtidos para estes testes, e também qual deveria ser o

rendimento do estágio intermediário para ser vantajosa a utilização de 2 estágios.

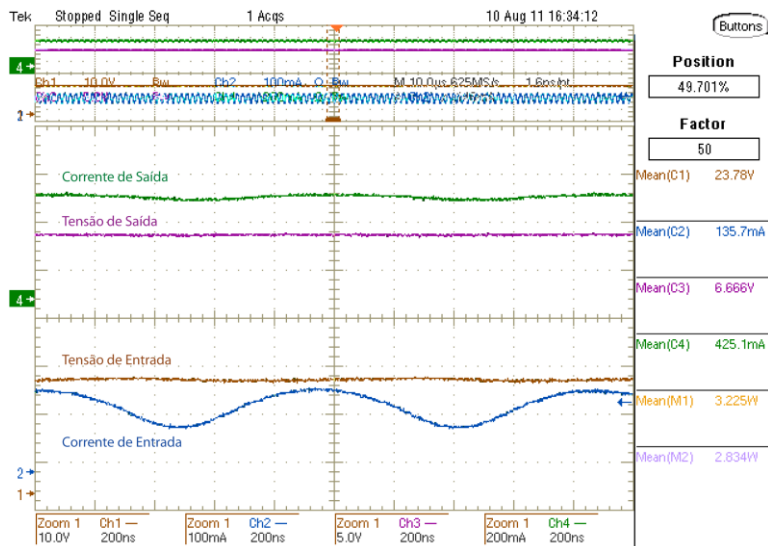


Figura 75 - Tensão de saída, corrente de saída, corrente de entrada e tensão de entrada do conversor para uma tensão de alimentação de 24 V na entrada e frequência de 1 MHz.

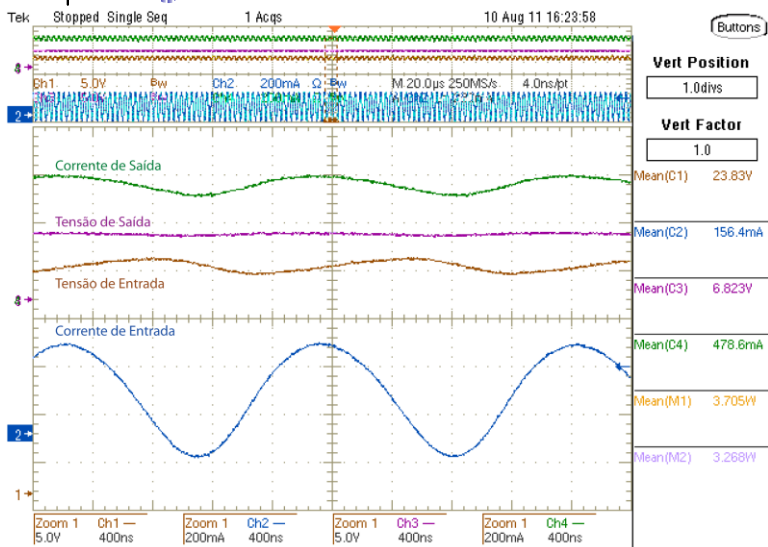


Figura 76 - Tensão de saída, corrente de saída, corrente de entrada e tensão de entrada do conversor para uma tensão de alimentação de 24 V na entrada e frequência de 500 kHz.

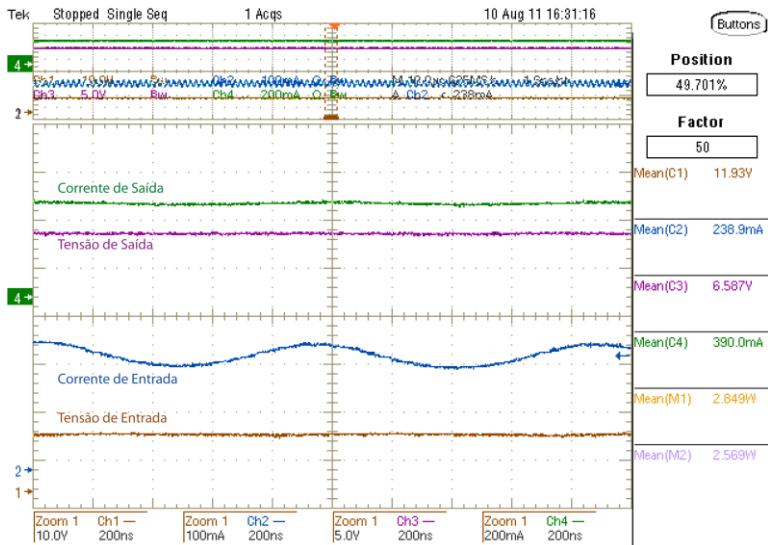


Figura 77 - Tensão de saída, corrente de saída, corrente de entrada e tensão de entrada do conversor para uma tensão de alimentação de 12 V na entrada e frequência de 1 MHz.

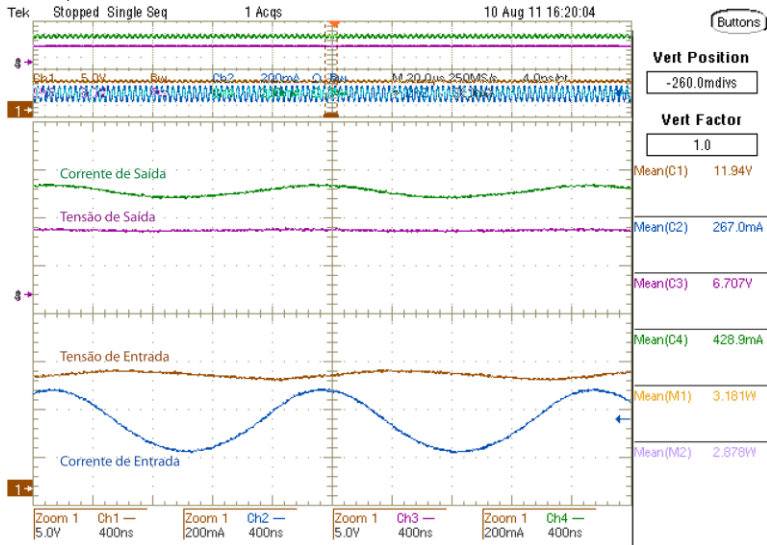


Figura 78 - Tensão de saída, corrente de saída, corrente de entrada e tensão de entrada do conversor para uma tensão de alimentação de 12 V na entrada e frequência de 500 kHz.

Tabela 3 – Rendimento da estrutura.

Tensão	Frequência	Rendimento LM 3402	Rendimento SSC	Rendimento Total
24 V	1 MHz	87,88	-	87,88
24 V	500 kHz	88,21	-	88,21
12 V	1 MHz	90,17	0,974537313	87,88
12 V	500 kHz	90,47	0,974914916	88,21

4.7.2. Conclusões Parciais

Com estes resultados apresentados na Tabela 3 pode-se concluir que os rendimentos obtidos para todos os casos são superiores aos obtidos nos testes anteriores. Este fato se deve à redução do indutor de saída e conseqüente elevação da ondulação da corrente de saída que, no pior caso, a ondulação da corrente de saída foi de aproximadamente 15,7%.

Novamente com estes resultados observou-se que a utilização de 2 estágios só é vantajosa se o estágio intermediário possuir um rendimento superior a 97,5%, que é um valor bastante expressivo.

Após ter realizado estes vários testes com algumas técnicas que poderiam possibilitar uma elevação no rendimento da estrutura, realizou-se uma estudo teórico para tentar identificar onde ocorrem as maiores perdas nesta estrutura.

4.8. ESTUDO TEÓRICO DAS PERDAS NO CONVERSOR BUCK

O circuito do conversor Buck sobre o qual foi realizado o estudo de perdas está representado na Figura 79 com a devida indicação dos componentes utilizados e seus respectivos valores. Para a realização deste estudo adotou-se 1 MHz como frequência de comutação do interruptor.

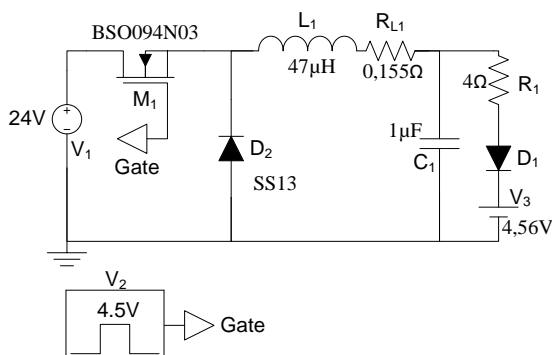


Figura 79 – Esquemático elétrico do conversor Buck.

A realização do estudo teórico ocorreu através da montagem de uma planilha de cálculos que pode ser visualizada no Anexo 3, de onde obtêm-se os resultado indicados na Tabela 4.

Tabela 4 – Cálculo das perdas no conversor Buck e respectivo rendimento da estrutura.

Potência de Saída		2,38 W	
Perdas Calculadas			
MOSFET	Condução	0,4 mW	0,014%
	Comutação	238 mW	8,580%
Diodo	Condução	67 mW	2,415%
	Comutação	11 mW	0,397%
Indutor		19 mW	0,685%
Capacitor		0,282 mW	0,010%
Circuito de comando		58,5 mW	2,109%
Total de perdas por condução		86,682 mW	3,125%
Total de perdas por comutação		249 mW	8,977%
Rendimento		0,85799	85,80%

Com a utilização do *software* PSPICE Orcad realizou-se a simulação do circuito proposto na Figura 76. As formas de onda da tensão de saída, da corrente de saída, das perdas médias nos componentes e o rendimento podem ser visualizadas na Figura 80 e na Tabela 5, onde constam os valores das perdas nos componentes do circuito e o rendimento da estrutura.

Tabela 5 – Perdas no conversor Buck e respectivo rendimento da estrutura obtido através da simulação.

Potência de Saída		2,38 W	
Perdas na Simulação			
MOSFET	323,6mW	11,313%	
Diodo	76,6mW	2,677%	
Indutor	20,6mW	0,721%	
Capacitor	0,5mW	0,021%	
Circuito de comando	59,6mW	2,085%	
Total de perdas	480,9mW	14,711%	
Rendimento	0,83191	83,19%	

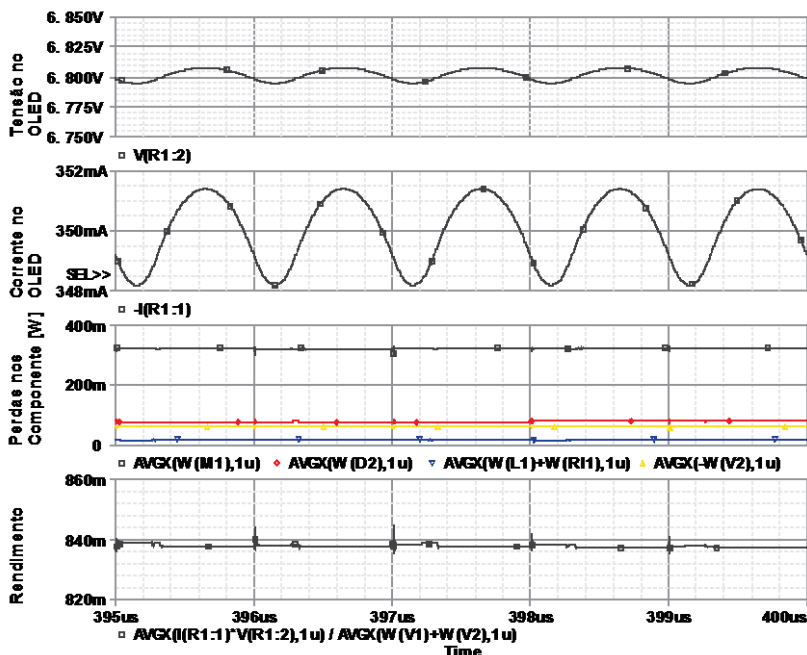


Figura 80 - Tensão de saída e corrente de saída do conversor, perdas nos componentes e rendimento da estrutura.

4.8.1. Conclusões Parciais

Realizando-se uma análise dos resultados, conclui-se que os resultados obtidos na teoria através dos cálculos realizados estão próximos dos resultados obtidos por simulação.

Conclui-se ainda que o componente que está apresentando maiores perdas é o interruptor MOSFET, sendo que no caso da simulação converte mais de 11% da potência de entrada em perdas. Através do estudo teórico analisa-se que as perdas mais relevantes no MOSFET são as perdas por comutação.

4.9. UTILIZAÇÃO DO BUCK-QRC-ZVS

Levando em consideração as conclusões parciais do item anterior para a realização deste estudo de redução de perdas no conversor Buck, conclui-se que para um aumento do rendimento o estudo deve ser focado na redução das perdas por comutação do interruptor MOSFET.

Analisando as possíveis estruturas que possibilitam a redução das perdas por comutação, optou-se pela estrutura do conversor Buck-QRC-ZVS (Conversor Buck quase-ressonante com comutação sob tensão nula) [26].

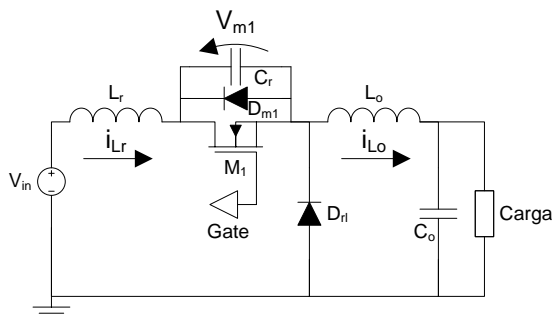


Figura 81 - Esquemático elétrico do conversor Buck-QRC-ZVS.

4.9.1. Etapas de funcionamento [26]

- Primeira etapa (t_0, t_1):

Esta etapa de funcionamento inicia quando o interruptor é bloqueado e termina quando $V_{m1} = V_{in}$. Durante esta etapa de funcionamento o capacitor de ressonância C_r carrega linearmente. O circuito equivalente desta etapa pode ser visualizado na Figura 82.

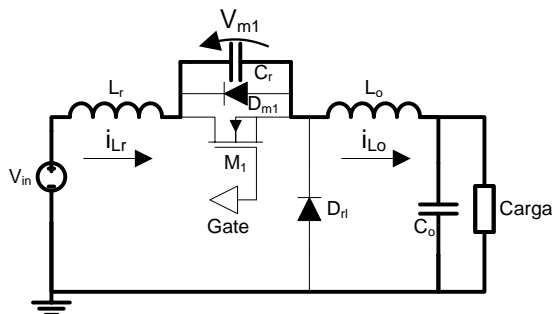


Figura 82 – Buck-QRC-ZVS na configuração da primeira etapa de funcionamento.

- Segunda etapa (t_1, t_2):

Esta etapa de funcionamento inicia quando $V_{m1} = V_{in}$ e termina quando $V_{m1} = 0$. Durante esta etapa de funcionamento o circuito

ressonante oscila e o diodo de roda-livre D_{rl} entra em condução. A tensão no capacitor de ressonância (V_{m1}) cresce, passa por um máximo e decresce senoidalmente, até se anular. Enquanto isto, a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) decresce, se anula, torna-se negativa, passa por um mínimo e volta a crescer cossenoidalmente. O circuito equivalente desta etapa pode ser visualizado na Figura 83.

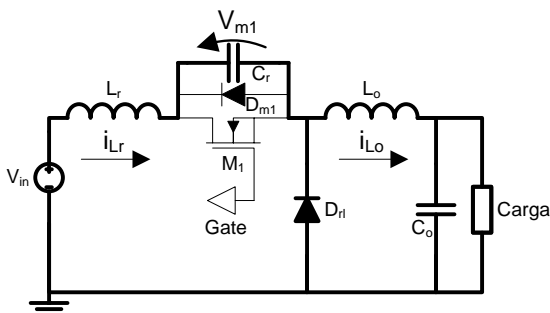


Figura 83 – Buck-QRC-ZVS na configuração da segunda etapa de funcionamento.

- Terceira etapa (t_2, t_3):

Esta etapa de funcionamento inicia quando $V_{m1}=0$ e termina quando $i_{Lr}=0$. Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) tem derivada positiva. Nesta etapa também deve ser aplicado o pulso no gate do interruptor MOSFET para no instante que a corrente i_{Lr} passa por zero o interruptor M_1 entre em condução. O circuito equivalente desta etapa pode ser visualizado na Figura 84.

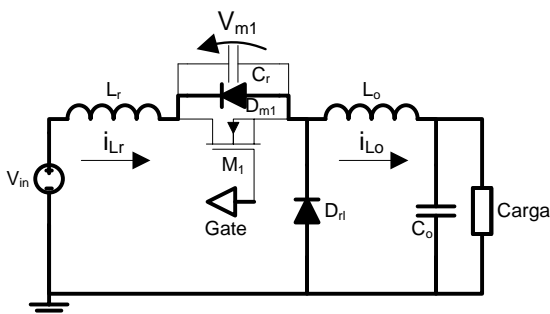


Figura 84 – Buck-QRC-ZVS na configuração da terceira etapa de funcionamento.

- Quarta etapa (t_3, t_4):

Esta etapa de funcionamento inicia quando $i_{Lr}=0$ e termina quando $i_{Lr}=i_{Lo}$. Durante esta etapa de funcionamento a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) continua crescendo linearmente. Nesta etapa também o interruptor entra em condução. O circuito equivalente desta etapa pode ser visualizado na Figura 85.

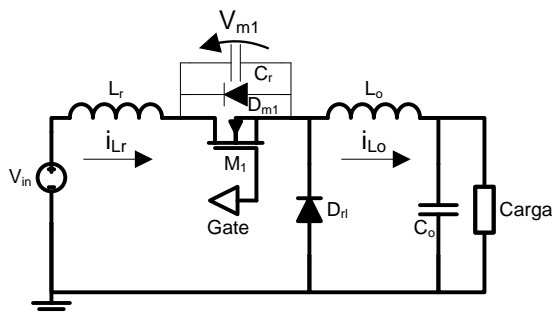


Figura 85 – Buck-QRC-ZVS na configuração da quarta etapa de funcionamento.

- Quinta etapa (t_3, t_4):

Esta etapa de funcionamento inicia quando $i_{Lr}=i_{Lo}$ e termina quando interruptor é bloqueado. Durante esta etapa de funcionamento a fonte de tensão V_{in} fornece energia para a carga. Nesta etapa também o diodo de roda-livre D_{rl} bloqueia. O circuito equivalente desta etapa pode ser visualizado na Figura 86.

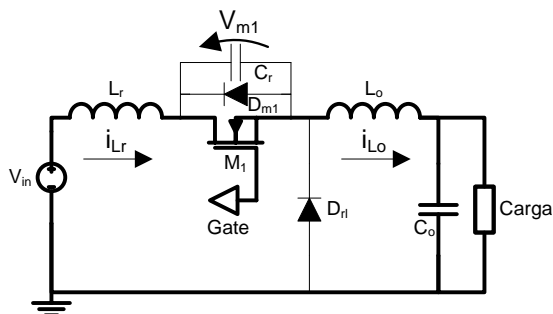


Figura 86 – Buck-QRC-ZVS na configuração da quinta etapa de funcionamento.

Na Figura 87 pode-se observar a forma de onda da tensão sobre o MOSFET e a corrente no indutor de ressonância para cada uma das etapas de funcionamento do Buck-QRC-ZVS.

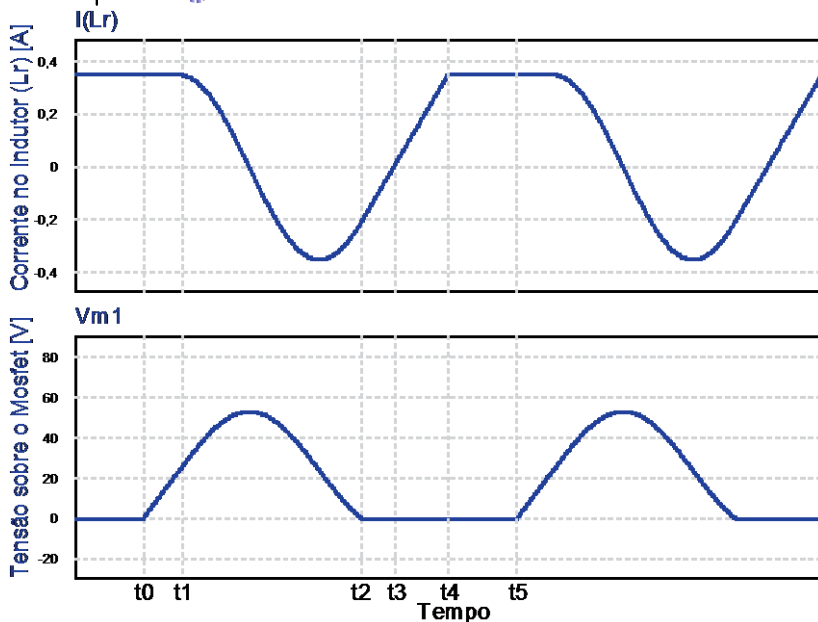


Figura 87 – Formas de onda da corrente no indutor de ressonância e da tensão sobre o MOSFET.

4.9.2. Resultados obtidos por Simulações e Conclusões Parciais

O esquemático elétrico do conversor proposto com a tentativa de elevar o rendimento da estrutura, através da redução das perdas de comutação no MOSFET, pode ser visualizado na Figura 88.

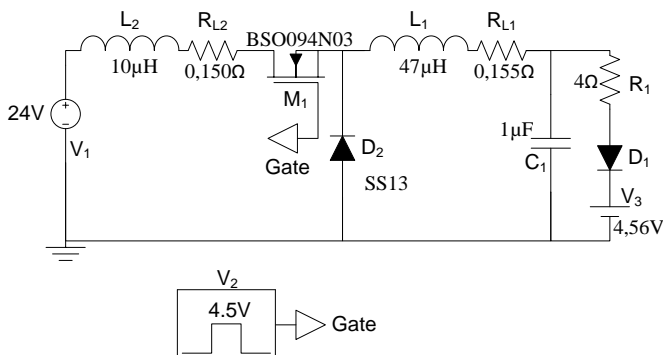


Figura 88 - Esquemático elétrico do conversor Buck-QRC-ZVS.

Para esta estrutura, novamente utilizando o *software* PSPICE Orcad, realizou-se uma simulação com o objetivo de comprovar a viabilidade de elevação do seu rendimento. As formas de ondas obtidas são apresentadas na Figura 89.

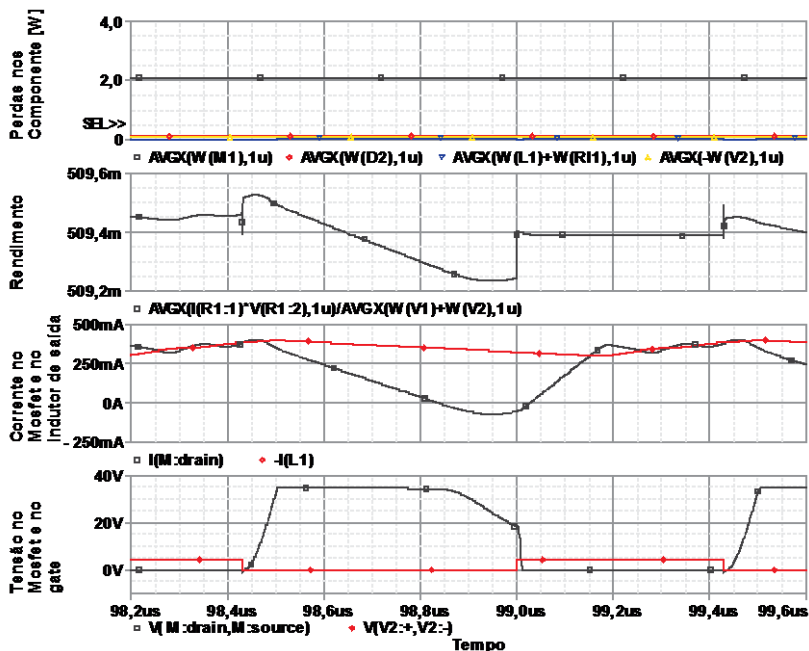


Figura 89 - Formas de onda das perdas médias nos componentes do circuito, rendimento da estrutura, corrente nos indutores L_1 e L_2 e tensão sobre o MOSFET e pulso de gate do MOSFET.

Devido à ressonância do indutor L_2 com a capacitância de saída do MOSFET ocorre uma sobretensão no interruptor. Porém analisando as formas de onda da Figura 89, visualiza-se que na simulação está ocorrendo uma saturação na tensão do MOSFET, o que caracteriza que a tensão aplicada sobre o MOSFET é superior à tensão máxima que ele suporta, que no caso deste MOSFET é de 30 V. Para solucionar este problema na simulação deve-se utilizar um MOSFET de maior tensão.

Escolheu-se um MOSFET com uma tensão maior e realizou-se uma nova simulação. Este outro MOSFET é de 100 V, mas apresenta uma capacitância de saída menor do que a do MOSFET utilizado anteriormente, obrigando assim a utilização de mais um capacitor em paralelo com o *dreno-source* do MOSFET para permitir obter a

frequência de ressonância desejada. O esquemático elétrico com o MOSFET de 100 V é apresentado na Figura 90.

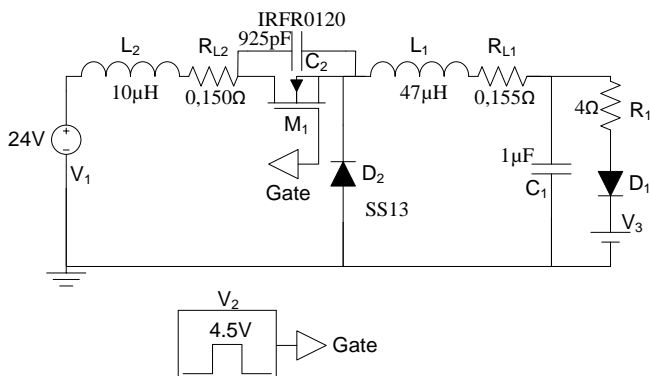


Figura 90 - Esquemático elétrico do conversor Buck-QRC-ZVS com o MOSFET de 100 V.

As formas de onda das perdas nos componentes, do rendimento da estrutura, da corrente do MOSFET e da tensão do MOSFET podem ser visualizadas na Figura 91 e os valores correspondentes podem ser observados na Tabela 6.

Tabela 6 - Perdas no conversor Buck-QRC-ZVS e respectivo rendimento da estrutura obtido através da simulação.

Potência de Saída	2,38 W	
Tensão máxima no MOSFET	58,01 V	
Perdas na Simulação		
MOSFET	35,1 mW	1,349%
Diodo	149,8 mW	5,750%
Indutor	19,2 mW	0,736%
Circuito de comando	16,0 mW	0,613%
Total de perdas	220,1 mW	7,835%
Rendimento	0,91487	91,49%

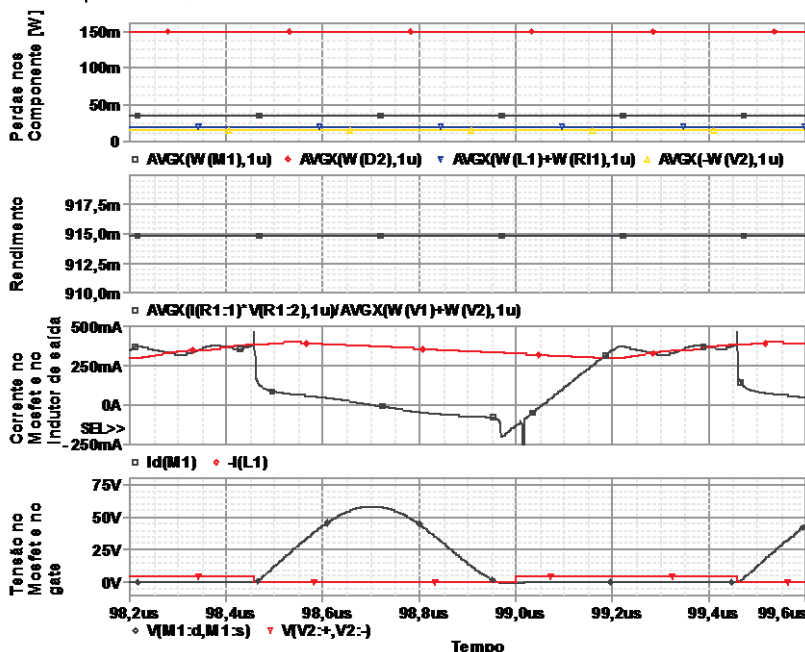


Figura 91 - Formas de onda das perdas médias nos componentes do circuito, rendimento da estrutura, corrente nos indutores L_1 e L_2 e tensão sobre o MOSFET e pulso de gate do MOSFET.

Com os resultados obtidos através da Figura 91 e da Tabela 6 pode-se concluir que com a utilização do Buck-QRC-ZVS foi possível reduzir as perdas por comutação no interruptor MOSFET e, apesar de aumentar um pouco as perdas em outros componentes do circuito, no somatório das perdas conseguiu-se uma redução, elevando assim o rendimento da estrutura em comparação ao conversor Buck estudado nos itens anteriores. Porém, esta comparação do Buck-QRC-ZVS com o Buck anterior não é justa, pois ocorreu a troca do interruptor MOSFET entre os dois circuitos, alterando assim as características de capacitâncias de entrada e de saída do MOSFET, como também o tempo de subida e de descida do MOSFET. Para obter uma comparação mais precisa realizou-se outra simulação, agora utilizando o esquemático elétrico do Buck (Figura 79), mas com o interruptor MOSFET de 100 V. As formas de onda e a tabela com os valores obtidos para esta simulação podem ser visualizados na Figura 92 e na Tabela 7 respectivamente.

Tabela 7 - Perdas no conversor Buck de 100 V e respectivo rendimento da estrutura obtido através da simulação.

Potência de Saída	2,39 W	
Perdas na Simulação		
MOSFET	664,8 mW	20,929%
Diodo	73,4 mW	2,311%
Indutor	19,3 mW	0.608%
Circuito de comando	27,2 mW	0.857%
Total de perdas	784,7 mW	23,848%
Rendimento	0,75636	75,64%

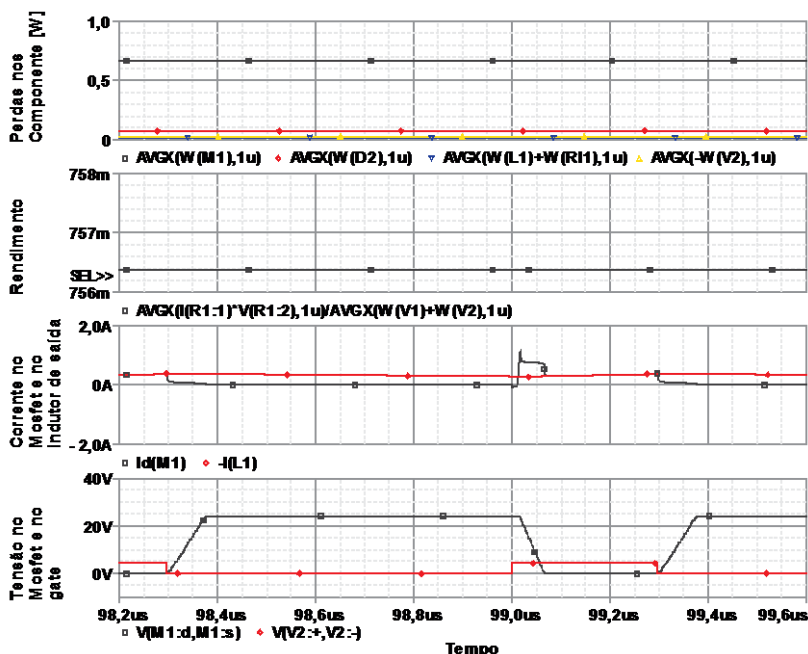


Figura 92 - Formas de onda das perdas médias nos componentes do circuito, rendimento da estrutura, corrente nos indutores L_1 e L_2 e tensão sobre o MOSFET de 100 V e pulso de gate do MOSFET.

Através dos resultados obtidos neste item, pode-se concluir que a utilização do circuito do Buck-QRC-ZVS para realizar o acionamento desta carga é vantajoso, pois mesmo utilizando um interruptor de maior

tensão consegue-se obter um rendimento superior ao do Buck com MOSFET de tensão inferior. Este aumento de rendimento fica mais evidente quando realiza-se a comparação do Buck-QRC-ZVS com o Buck utilizando o mesmo MOSFET, onde obtêm-se um ganho de mais de 15,8% no rendimento.

4.9.3. Resultados Experimentais

Com o objetivo de testar esta técnica de forma experimental, montou-se uma placa de circuito impresso utilizando o circuito integrado LM 3402 e configurando-a para operar como um conversor Buck quase-ressonante com comutação sob tensão nula (Buck-QRC-ZVS). O esquemático elétrico desta placa de circuito impresso pode ser observada na Figura 93.

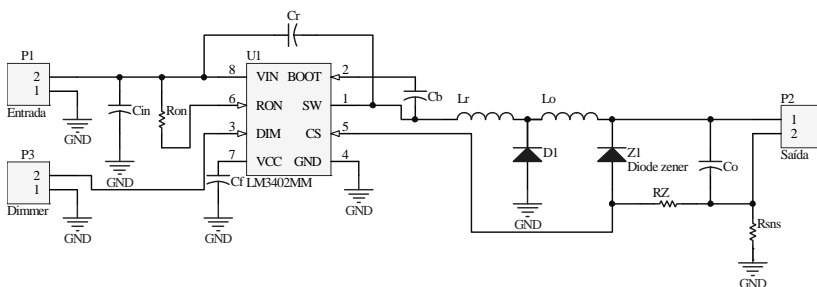


Figura 93 - Esquemático elétrico da placa de circuito impresso para o Buck-QRC-ZVS.

Após montar a placa de circuito impresso, realizou-se vários testes com o objetivo de encontrar os valores do capacitor de ressonância C_r e indutor de ressonância L_r para obter as formas de onda de tensão sobre o interruptor e corrente no indutor de ressonância o mais próximo possível das formas de ondas teóricas apresentadas na Figura 87.

Os valores do indutor de ressonância e capacitor de ressonância adotados foram respectivamente $L_r = 3,4 \mu\text{H}$ e $C_r = 470 \text{ nF}$. Com estes componentes obteve-se as formas de onda da tensão de entrada do conversor, da corrente de saída do conversor, da tensão sobre o interruptor e da corrente no indutor de ressonância apresentadas na Figura 94.

Pode-se observar na Figura 94 que a tensão de entrada aplicada ao conversor está abaixo da tensão de 24 V desejada, pois em tensões de entrada superiores a aplicada ocorria uma instabilidade no controle,

aparecendo diversas ondulações indesejadas. Também pode-se observar através desta mesma figura que a corrente de saída está abaixo da corrente de saída desejada de 400 mA. Isto deve-se ao fato de estar operando o LM 3402 como um conversor Buck-QRC-ZVS, que é uma forma de funcionamento a qual ele não foi projetado para operar.

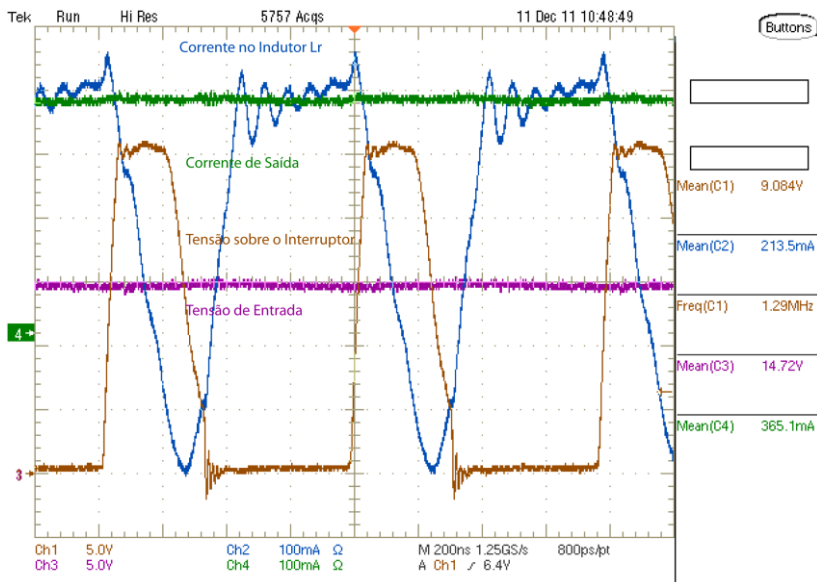


Figura 94 – Formas de onda da tensão de entrada do conversor Buck QRC-ZVS, tensão sobre o interruptor, corrente no indutor de ressonância e corrente de saída do conversor.

Com este mesmo circuito e mesmos componentes obteve-se também as formas de onda da tensão de entrada, tensão de saída, corrente de entrada e corrente de saída do conversor, conforme é mostrado na Figura 95, permitindo assim obter-se o rendimento para este circuito:

$$\eta_{\%} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100\% = \frac{2,409}{3,186} \cdot 100\% = 75,61\% \quad (4.5)$$

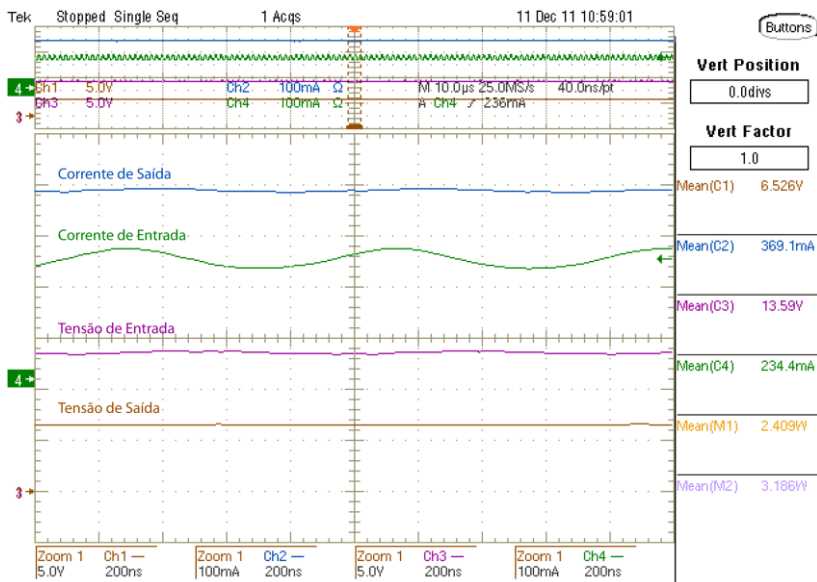


Figura 95 – Formas de onda da tensão e da corrente de entrada e da tensão e da corrente de saída do conversor Buck-QRC-ZVS.

Devido ao fato de nestes testes a tensão de entrada estar abaixo dos 24 V, decidiu-se realizar um novo teste com esta placa de circuito impresso, mas agora curto-circuitando o indutor de ressonância e excluindo o capacitor de ressonância, conseguindo assim fazer esta placa de circuito impresso operar como um Buck. Esta placa foi alimentada com uma tensão próxima da tensão de entrada do teste com o Buck-QRC-ZVS e configurado para obter-se uma corrente próxima da obtida no teste do Buck-QRC-ZVS, permitindo assim realizar-se uma comparação do rendimento prático do Buck com o Buck-QRC-ZVS.

As formas de onda de tensão de entrada, tensão de saída, corrente de entrada e corrente de saída do conversor Buck com tensão de entrada e corrente de saída próximos dos obtidos no Buck-QRC-ZVS podem ser observadas nas Figura 96 e Figura 97.

Com os valores de potência de entrada e potência de saída obtidos na Figura 96, onde a corrente de saída é um pouco superior a corrente obtida no Buck-QRC-ZVS, obtêm-se o rendimento de aproximadamente 87,31%. E já com os valores da Figura 97, onde a corrente é um pouco inferior a corrente do Buck-QRC-ZVS, consegue-se o rendimento em torno de 87,74%.

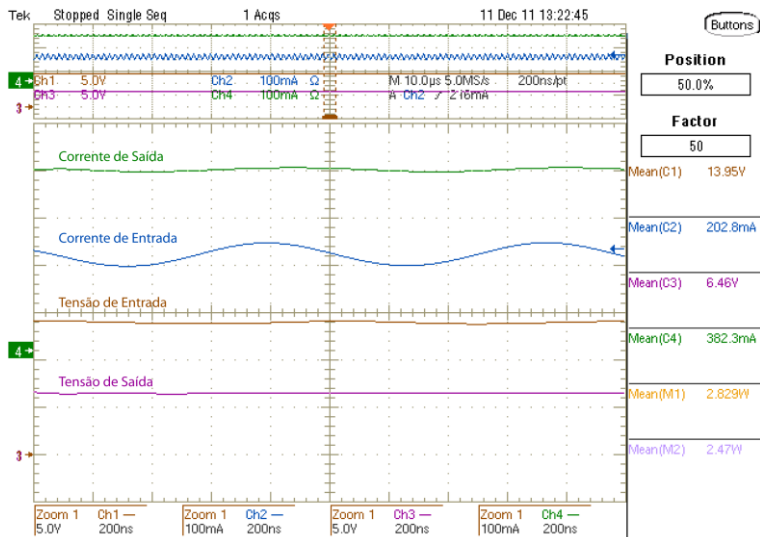


Figura 96 - Formas de onda da tensão e da corrente de entrada e da tensão e da corrente de saída do conversor Buck.

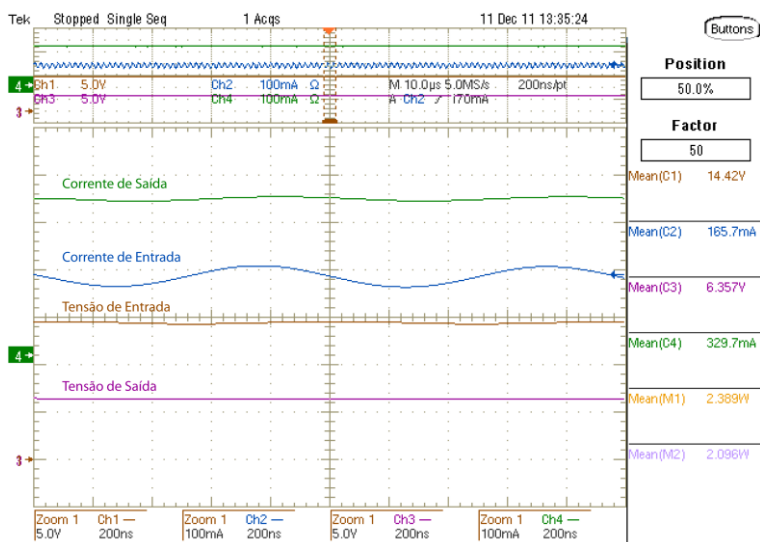


Figura 97 - Formas de onda da tensão e da corrente de entrada e da tensão e da corrente de saída do conversor Buck.

4.9.4. Conclusões Parciais

Com a realização da parte experimental do Buck-QRC-ZVS conclui-se que apesar de ter obtido através da simulação um rendimento superior de 91%, na prática obteve-se somente um rendimento de aproximadamente 75,61% quando utilizado o circuito integrado LM 3402, fato que não caracteriza esta estrutura de conversor eletrônico como a melhor opção para o acionamento de um dispositivo de iluminação a OLED.

Conclui-se também que o fato de não se conseguir reproduzir na prática os resultados obtidos por simulação é consequência deste circuito integrado LM 3402 não ser projetado para operar nesta configuração proposta, causando instabilidades e acionando dispositivos de proteção intrínsecos ao circuito integrado. Mas, acredita-se que com a utilização de outro circuito integrado, mais adequado para a realização deste teste prático, consiga-se resultados mais próximos dos obtidos por simulação, podendo assim ser caracterizado como uma boa opção de elevação no rendimento e acionamento do dispositivo de iluminação à OLED.

4.10. BUCK QUADRÁTICO

Outra possibilidade de se tentar obter um rendimento mais elevado para o conversor eletrônico é a utilização de um Buck quadrático. Este conversor é a união em uma única estrutura de dois conversores do tipo Buck ligados em série. O esquemático elétrico desta estrutura do Buck quadrático pode ser observado na Figura 98.

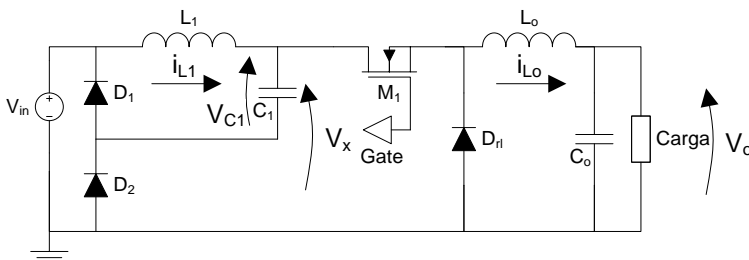


Figura 98 – Esquemático elétrico do conversor Buck quadrático.

4.10.1. Etapas de Funcionamento

As etapas de funcionamento e a quantidade de etapas para este conversor do tipo Buck quadrático podem variar dependendo do modo que este estará operando. Ele pode operar no modo de condução

contínua, ou no modo de condução descontínua ou ainda com cada um dos conversores Buck da associação em um dos modos de operação.

Decidiu-se operar este Buck quadrático com o conversor Buck conectado a fonte de alimentação no modo descontínuo e o Buck conectado a carga no modo contínuo. Neste caso a operação do conversor Buck quadrático acontece em três etapas, conforme pode ser visualizado na Figura 99 e é descrito na sequência.

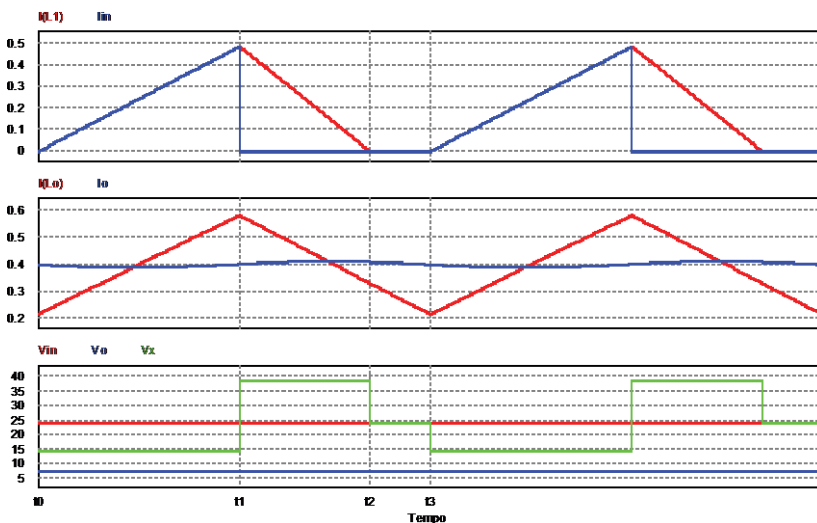


Figura 99 - Formas de onda básicas do Buck quadrático.

- Primeira etapa (t_0, t_1):

Nesta etapa o interruptor MOSFET M_1 está conduzindo, onde ocorre a transferência de energia da fonte de alimentação da entrada e do capacitor C_1 para a carga. Durante esta etapa ocorre também uma variação na corrente do indutor L_1 e do indutor L_o , ambas com derivada positiva. A derivada na corrente do indutor L_1 é a diferença entre a tensão de entrada (V_{in}) e a tensão sobre o capacitor C_1 (V_{C1}) sobre o valor do indutor L_1 , e a derivada na corrente do indutor L_o é a diferença entre a tensão sobre o capacitor C_1 (V_{C1}) e a tensão de saída (V_o) sobre o valor do indutor L_o . Na Figura 100 pode-se observar o circuito equivalente para esta etapa de operação.

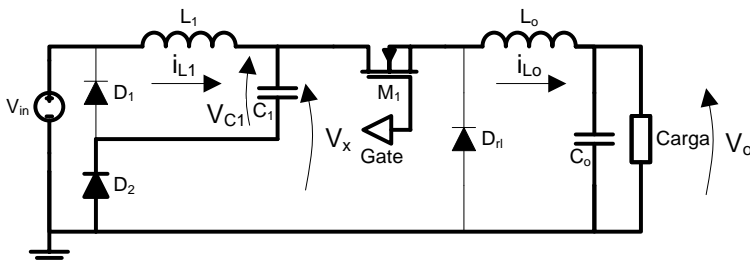


Figura 100 – Buck quadrático na configuração da primeira etapa de funcionamento.

- Segunda etapa (t_1, t_2):

Nesta etapa o interruptor MOSFET está bloqueado, ocorrendo a etapa de roda-livre da corrente nos dois conversores Buck. Durante esta etapa ocorre uma variação na corrente dos indutores L_1 e L_o , ambas com derivada negativa. A derivada na corrente do indutor L_1 é o inverso da tensão do capacitor C_1 (V_{C1}) sobre o valor do indutor L_1 e a derivada da corrente do indutor L_o é o inverso da tensão de saída (V_o) sobre o valor do indutor L_o . O circuito equivalente desta etapa é observado na Figura 101.

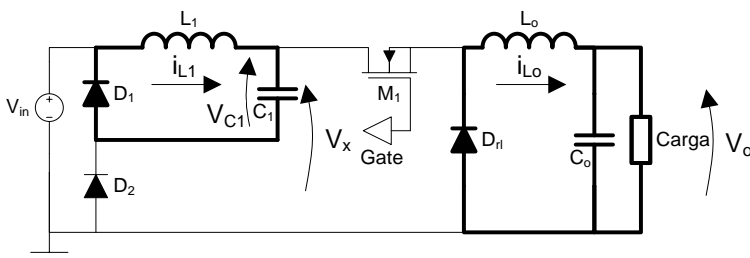


Figura 101 - Buck quadrático na configuração da segunda etapa de funcionamento.

- Terceira etapa (t_2, t_3):

Esta etapa tem início no instante t_2 , onde a corrente que circulava pelo indutor L_1 passa por zero. Neste instante a corrente tenderia a tornar-se negativa devido à ressonância causada entre o indutor L_1 e o capacitor C_1 , porém ela mantém-se nula devido ao diodo D_1 , que impede esta inversão na corrente. Com isto durante esta etapa a corrente em L_1 permanece igual a zero e a corrente em L_o continua decrescendo com a mesma derivada negativa da etapa anterior. O fim desta etapa ocorre quando o interruptor novamente entra em condução retornando a

primeira etapa. Pode-se observar o circuito equivalente desta etapa na Figura 102.

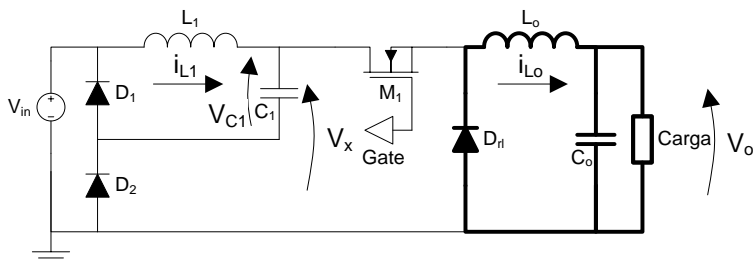


Figura 102 - Buck quadrático na configuração da terceira etapa de funcionamento.

4.10.2. Resultados obtidos por Simulações

Para testar esta possibilidade realizou-se uma simulação no software PSPICE Orcad. Devido ao fato da tensão aplicada sobre o interruptor no seu bloqueio ser a soma da tensão de entrada (V_{in}) com a tensão do capacitor C_1 (V_{C1}), será utilizado nesta simulação o interruptor de 100 V. O esquemático elétrico, juntamente com os valores dos componentes utilizados podem ser visualizados na Figura 103.

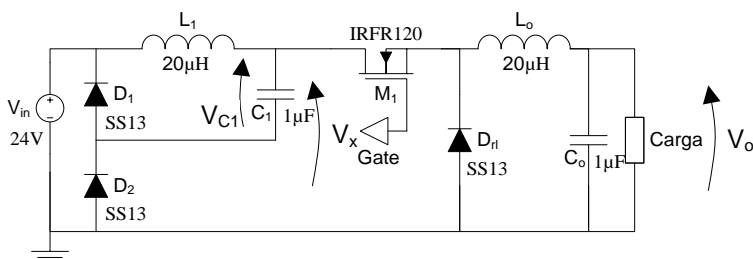


Figura 103 – Esquemático elétrico da simulação do conversor do tipo Buck quadrático.

As formas de onda da tensão de entrada (V_{in}), da tensão no dreno do interruptor (V_x), da tensão de saída (V_o), da corrente nos indutores, da corrente de entrada e da corrente de saída da simulação do conversor Buck quadrático podem ser visualizadas na Figura 104.

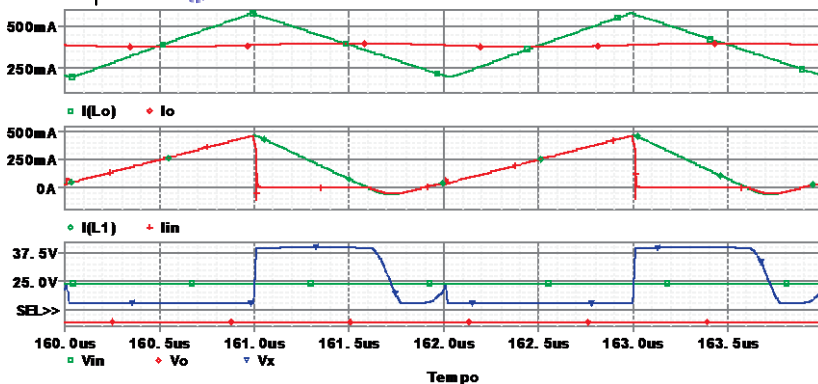


Figura 104 - Formas de onda da simulação do Buck quadrático.

Analisando as formas de onda da Figura 104, observa-se que as formas de onda não ficaram idênticas às da Figura 99, porém apresentam uma boa similaridade. Também observa-se que a corrente do indutor L_1 não ficou descontínua e apresenta corrente negativa durante um pequeno instante, ocasionado provavelmente pela não idealidade dos componentes e pela presença de outros componentes intrínsecos aos modelos dos componentes.

Com esta estrutura do conversor Buck quadrático obteve-se por simulação um rendimento aproximado de 91,2%, conforme pode ser visto na Figura 105.

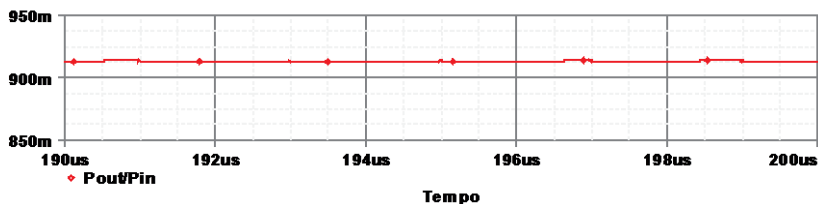


Figura 105 - Rendimento do conversor do tipo Buck quadrático.

4.10.3. Conclusões Parciais

Pode-se concluir que esta estrutura de conversor do tipo Buck quadrático para alimentação de um dispositivo de iluminação a OLED apresenta um rendimento muito bom. Porém em comparação com a estrutura do conversor Buck, necessita de mais componentes, o que ocuparia um volume maior. Se este volume maior for aceitável, esta estrutura mostra-se muito interessante.

Mesmo apresentando um resultado por simulação muito bom, não se realizou testes práticos devido ao fato do circuito integrado LM 3402 não permitir a execução deste teste, ficando como proposta para um trabalho futuro a escolha de outro circuito integrado que possibilite a execução deste teste prático.

4.11. CONCLUSÃO

Com a finalização de todos estes testes por simulação como também experimentais pode-se concluir que o aumento do rendimento para o conversor eletrônico que será utilizado para o acionamento de um dispositivo de iluminação a OLED é bastante difícil. Isto deve-se ao fato de que o conversor está sendo operado com uma alta frequência de comutação, o que possibilita reduzir o tamanho dos componentes passivos, porém gera mais perdas por comutação. Também devido ao nível de potência do OLED ser baixo, inferior a 5 W, as perdas nos circuitos auxiliares e nos componentes se tornam muito importantes.

Dentre todas as possibilidades testadas, conclui-se que as técnicas de redução da frequência de comutação, utilização do Buck-QRC-ZVS e do Buck quadrático mostraram-se por simulações vantajosas, porém das técnicas testadas experimentalmente somente a técnica de redução da frequência de comutação mostrou-se vantajosa. Através dos resultados apresentados no item 4.7, onde se obteve os melhores resultados de rendimento tanto em 1 MHz como em 500 kHz para o Buck alimentado em 24 V, mostra-se que com a técnica de redução da frequência de comutação conseguiu-se um ganho de aproximadamente 0,35% no rendimento reduzindo a frequência de 1 MHz para 500 kHz. Porém vale salientar que este ganho no rendimento não é muito expressivo e que ocorreu um aumento na ondulação da corrente.

5. CONCLUSÕES GERAIS

O objetivo principal deste trabalho foi estudar e apresentar uma proposta de um conversor eletrônico para o acionamento de um dispositivo de iluminação a OLED, de tal forma que este apresentasse elevado rendimento, baixo peso e elevada densidade de potência.

O trabalho teve início com um amplo estudo sobre o tema, e no primeiro capítulo foi apresentada uma contextualização sobre a aplicação dos OLEDs, especialmente no segmento de iluminação, assim como algumas considerações que apontam o OLED como uma boa opção para o futuro da iluminação. São pontuados também os principais problemas enfrentados para a expansão comercial dos OLEDs, fato que gerou a motivação para a execução deste trabalho.

No segundo capítulo mostrou-se um histórico sobre OLEDs, partindo do seu surgimento, as etapas de sua evolução, culminando em algumas das mais recentes conquistas que pesquisadores e fabricantes vêm apresentando. Descreveu-se resumidamente a estrutura, o funcionamento e a classificação dos OLEDs, além de apresentar um circuito elétrico equivalente, utilizado nas simulações feitas no transcorrer do trabalho.

Através deste capítulo conclui-se que a iluminação com OLED pode estar muito mais próxima de fazer parte do cotidiano do que se esperava há poucos anos. Isso porque a evolução vem acontecendo muito rapidamente, mas é de primordial importância que ocorram constantes pesquisas na busca de ampliar a utilização do OLED na iluminação, face à grande variedade de aplicações que oferece. Além dos demais benefícios que já foram citados, deve-se salientar o fato deste dispositivo orgânico não agredir a natureza, por não conter mercúrio, o que é uma das grandes preocupações mundiais atualmente.

Pode-se concluir ainda que o grande entrave para uma maior expansão da utilização do OLED na iluminação está no custo, que ainda é muito elevado, e que somente com mais investimentos em pesquisas e mais empresas interessadas em explorar esse segmento, esse problema será superado.

Foi apresentada uma proposta de um conversor eletrônico para o acionamento do dispositivo de iluminação a OLED no capítulo 3, juntamente com suas informações relevantes, simulações e alguns resultados experimentais. Pode-se concluir que o conversor Buck

proposto como o dispositivo responsável pela conversão da energia para o acionamento do OLED demonstra-se uma boa opção. Apresentou-se um rendimento prático de mais de 85% no acionamento do OLED com corrente próxima a sua corrente máxima.

No decorrer do quarto capítulo foram estudadas algumas técnicas que possibilitam uma elevação do rendimento da estrutura. Foi feita uma análise para verificar se estas técnicas também surtem efeito quando utilizadas para alimentação do dispositivo OLED. Também apresentou-se um estudo teórico sobre as perdas em cada um dos componentes do circuito visando identificar onde ocorrem as maiores perdas.

Dentre as técnicas estudadas, pode-se citar a do Circuito de Gate Ressonante, Redução da Frequência de comutação, Buck Síncrono, Redução da tensão de alimentação do conversor através da inclusão de um estágio intermediário, Buck-QRC-ZVS e Buck quadrático. Três delas mostraram resultados vantajosos por simulação; a técnica de redução da frequência de comutação, Buck-QRC-ZVS e Buck quadrático. Verificou-se também que apenas a técnica da redução da frequência de comutação apresentou resultados satisfatórios nos testes experimentais.

Conclui-se ainda que não é simples obter um rendimento para o conversor eletrônico para o acionamento de dispositivos de iluminação a OLED superiores aos apresentados neste trabalho, devido às características específicas deste projeto, ou seja, o pequeno valor da potência e a elevada frequência. Mas, sugere-se ainda como possibilidades de trabalhos futuros a definição de outro circuito integrado que permita a obtenção de resultados experimentais que não foram possíveis obter com o LM 3402. Sugere-se também o estudo de outras técnicas que possibilitem uma elevação no rendimento, o estudo de outros conversores eletrônicos ou ainda algumas variações dos conversores apresentados.

6. BIBLIOGRAFIA

- [1] J. J. Shiang. Organic Light Emitting Devices for Lighting. The Electrochemical Society, 2009.
- [2] R. Mertens. The OLED Handbook – A Guide to OLED Technology, Industry & Market, 2011.
- [3] R. H. Partridge, Polymer. U.S. Patent 3,995,299; 755, 1983.
- [4] Organic Light Emitting Diodes (OLEDs) for General Illumination Update 2002. Optoelectronics Industry Development Association (OIDA), Agosto, 2002.
- [5] J. H. Burroughes, D. D. C. Bradley, A. R. Brown, R. N. Marks, K. Mackay, R. H. Friend, P. L. Burn, A. B. Holmes, Light-emitting diodes based on conjugated polymers, Nature (London), 347, p. 539, 1990.
- [6] C. Alexandre de Amorim. Dissertação de mestrado: “Fabricação e Caracterização Elétrica de Dispositivos Orgânicos Emissores de Luz Derivados de polip(fenilene vinilene) (Poly(p-phenylene vinylene) (PPV)”, USP – São Carlos.
- [7] OLED-info. www.oledinfo.com. Disponível em: <<http://www.oled-info.com/philips-developed-worlds-first-mains-powered-white-oled-module/>>. Acessado em: 16/09/2011.
- [8] OLED-info. www.oledinfo.com. Disponível em: <<http://www.oled-info.com/oled-lighting-news-japans-lighting-fair-2011/>> Acessado em: 16/09/2011.
- [9] POM invest. www.poninvest.blogspot.com.br. Disponível em: <<http://pominvest.blogspot.com/2011/03/iluminacao-oled-japao-ja-dedica-feiras.html>>. Acessado em: 11/09/2011.
- [10] TI news. www.tinews.com.br. Disponível em: <<http://www.tinews.com.br/news/2011/02/11/verbatim-mostra-a-criatividade-e-a-beleza-da-iluminacao-oled-no-fuori-salone/>>. Acessado em: 17/09/2011.
- [11] Verbatim Lighting. www.verbatimlighting.eu. Disponível em: <http://www.verbatimlighting.eu/en_1/lighting-picture-gallery.html>. Acessado em: 17/09/2011.
- [12] Tecmundo. www.tecmundo.com.br. Disponível em: <<http://www.tecmundo.com.br/5046-agora-e-a-vez-das-tvs-oled.htm#ixzz1evX7uiI4>>. Acessado em: 24/11/2011.
- [13] Tecmundo. www.tecmundo.com.br. Disponível em: <<http://www.tecmundo.com.br/11842-lg-promete-televisor-oled-de-55-polegadas-para-2012.htm#ixzz1evR09xaT>>. Acessado em: 24/11/2011.
- [14] Tecmundo. www.tecmundo.com.br. Disponível em: <<http://www.tecmundo.com.br/philips/15523-luminaria-de-oled-criada-pela-philips-encanta-pela-beleza-video-.htm#ixzz1f5eVtfQF>>. Acessado em: 23/11/2011.
- [15] AH digital. www.ahdigital.com.br. Disponível em: <<http://www.ahdigital.com.br/index.php/geo-cosmos-o-novo-globo-com-mais-de-10-mil-telas-oled/>>. Acesso em: 11/09/2011.
- [16] Sony Global. www.sony.net. Disponível em: <<http://www.sony.net/SonyInfo/News/Press/200710/07-1001E/>>. Acessado em: 14/06/2011.

- [17] S. I. Sakei. <http://techon.nikkeibp.co.jp/english>. Disponível em: <http://techon.nikkeibp.co.jp/english/NEWS_EN/20091030/177155/>. Acessado em: 14/06/2011.
- [18] C. W. Tang, S. A. Van Slyke, C. H. Chen, Electroluminescence of doped organic thin films. *Appl. Phys. Lett.* 65, 3610, 1989.
- [19] Solid State Lighting OLED Manufacturing Roundtable, 2010.
- [20] C. Freudenrich. www.howstuffworks.com. Disponível em: <<http://electronics.howstuffworks.com/oled3.htm>>. Acessado em: 14/06/2011.
- [21] Universal Display Corporation. www.universaldisplay.com. Disponível em: <<http://www.universaldisplay.com/default.asp?contentID=611>>. Acessado em: 14/06/2011.
- [22] Terra Tecnologia. www.tecnologia.terra.com.br. Disponível em: <<http://tecnologia.terra.com.br/noticias/0,,OI3964911EI12882,00Tipo+difuso+de+iluminacao+por+LED+intriga+projetistas.html>>. Acessado em: 25/11/2011.
- [23] JACOBS, Joep, HENTE, Dirk, WAFFENSCHMIDT, Eberhard. Drivers for OLEDs. Philips. Germany.
- [24] D. C. Martins, I. Barbi. *Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC básicos não isolados*. 3ª Edição Revisada. Florianópolis: Edição dos Autores, 2008.
- [25] MICROCHIP. “0.5A Constant Current Buck Regulator for Driving High Power LEDs”. Datasheet LM 3402, 2010.
- [26] J. B. Viera Junior, *Conversores quase-ressonantes: Novas topologias, projeto e análise*. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica. Florianópolis, UFSC, 1991.
- [27] Y. Chen, F. C. Lee, L. Amoroso, and H.-P. Wu, “A resonant MOSFET gate driver with efficient energy recovery,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 470–477, Março, 2004.
- [28] B.Wang, N. Tipimeni, M. Riva, A. Monti, G. Simin, and E. Santi, “An efficient, high-frequency drive circuit for GaN power HFETs,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 2, pp. 843–853, Março/Abril, 2009.
- [29] W. Eberle, Z. Zhang, Y. Liu, and P. C. Sen, “A current source gate driver achieving switching loss savings and gate energy recovery at 1-MHz,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 678–691, Março, 2008.

7. ANEXOS

7.1. ANEXO 1

Planilha de cálculos do conversor Buck para acionamento do OLED

Sejam as seguintes especificações:

Requisitos Estáticos:

$$V_i := 24V$$

$$f_s := 1000kHz$$

$$I_o := 400mA$$

$$V_{o,max} := 7.1V$$

$$\Delta I_{L,\%} := 25\%$$

$$\Delta V_{o,\%} := 0.2\%$$

$$V_{oled,TH} := 4.5V$$

$$R_{oled} := 4\Omega$$

$$T_s := \frac{1}{f_s} = 1 \times 10^{-6} s$$

Cálculos:

Razão cíclica

$$D_{max} := \frac{V_{o,max}}{V_i}$$

$$D_{max} = 0.296$$

Indutor de saída

$$\Delta I_L := \frac{\Delta I_{L,\%}}{100\%} \cdot I_o$$

$$\Delta I_L = 0.1A$$

$$L_o := \frac{V_i}{4 \cdot \Delta I_L \cdot f_s}$$

$$L_o = 60 \mu H$$

Indutor utilizado:

$$L_o := 47 \mu H$$

Capacitor de saída

$$\Delta V_o := \frac{\Delta V_{o,\%}}{100\%} \cdot V_{o,\max}$$

$$\Delta V_o = 0.014 \text{ V}$$

$$C_o := \frac{V_i}{31 \cdot L_o \cdot \Delta V_o \cdot f_s^2}$$

$$C_o = 1.16 \cdot \mu\text{F}$$

Capacitor utilizado:

$$C_o := 2\mu\text{F}$$

Frequência de ressonância do filtro de saída

$$f_o := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_o \cdot C_o}}$$

$$f_o = 16.416 \cdot \text{KHz}$$

Ondulação na corrente de saída

$$\Delta I_o := \frac{\Delta V_o}{R_{\text{oled}}}$$

$$\Delta I_o = 2.059 \cdot \text{mA}$$

7.2. ANEXO 2

Planilha de cálculos dos componentes do conversor Buck utilizando o circuito integrado LM 3402

Sejam as seguintes especificações:

$$V_{IN} := 24V$$

$$V_{OLED} := 6.5V$$

$$V_O := V_{OLED} + 0.2V = 6.7V$$

$$V_{SNS} := 200mV$$

$$t_{SNS} := 220ns$$

$$I_{OLED} := 400mA$$

$$\Delta I_{L\%} := 20\%$$

$$\Delta I_{OLED\%} := 1\%$$

$$I_{L_MAX} := 500mA$$

$$K := 1.34 \cdot 10^{-10} \cdot \frac{A}{Hz}$$

$$R_{oled} := 4\Omega$$

$$f_{sw} := 1000000Hz$$

Cálculos:

- Ondulação da corrente no Indutor:

$$\Delta I_L := \frac{I_{OLED} \cdot \Delta I_{L\%}}{100\%} = 80 \cdot mA$$

- Razão Cíclica:

$$D := \frac{V_O}{V_{IN}} = 0.279$$

- Resistor de tempo do interruptor conduzindo:

$$R_{on} := \frac{V_O}{f_{sw} \cdot K} = 5 \times 10^4 \Omega$$

Valor comercial adotado:

$$R_{on} := 47000\Omega$$

- Frequência de comutação ajustada:

$$f_{sw} := \frac{V_O}{R_{on} \cdot K} = 1.064 \times 10^6 \cdot \text{Hz}$$

- Tempo de condução do interruptor:

$$t_{on} := \frac{R_{on} \cdot K}{V_{IN}} = 2.624 \times 10^{-7} \text{ s}$$

- Indutor:

$$L_{min} := \frac{V_{IN} - V_O}{\Delta I_L} \cdot t_{on} = 56.748 \cdot \mu\text{H}$$

Valor comercial adotado:

$$L := 47 \mu\text{H}$$

- Ondulação da corrente no indutor ajustado:

$$\Delta I_L := \frac{V_{IN} - V_O}{L} \cdot t_{on} = 96.592 \cdot \text{mA}$$

- Corrente de pico no indutor:

$$I_{L,peak} := I_{OLED} + \frac{\Delta I_L}{2} = 448.296 \cdot \text{mA}$$

- Resistor do sensor de corrente:

$$R_{SNS} := \frac{V_{SNS} \cdot L}{I_{OLED} \cdot L + V_O \cdot t_{SNS} - \frac{V_{IN} - V_O}{2} \cdot t_{on}} = 0.522 \Omega$$

Valor adotado:

$$R_{SNS} := 0.5 \Omega$$

- Corrente média no OLED ajustada:

$$I_{OLED} := \frac{\frac{V_{SNS} \cdot L}{R_{SNS}} - V_O \cdot t_{SNS} + \frac{V_{IN} - V_O}{2} \cdot t_{on}}{L} = 416.934 \cdot \text{mA}$$

- Ondulação na corrente do OLED:

$$\Delta I_{OLED} := \frac{I_{OLED} \cdot \Delta I_{OLED} \%}{100 \%} = 4.169 \cdot \text{mA}$$

- Cálculo da impedância de saída:

$$Z_C := \frac{\Delta I_{OLED}}{\Delta I_L - \Delta I_{OLED}} \cdot R_{oled} = 0.18 \Omega$$



$$C_O := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot Z_C \cdot f_{sw}} = 829.082 \cdot \text{nF}$$

Valor comercial adotado:

$$C_O := 470 \text{ nF}$$

- Capacitor de entrada:

$$C_{IN} := \frac{0.35 \cdot 300 \cdot 10^{-9}}{0.01 \cdot \frac{V_{IN}}{V}} \text{ F} = 437.5 \cdot \text{nF}$$

Valor comercial adotado:

$$C_{IN} := 470 \text{ nF}$$

- Capacitor de Bootstrap (obtido do *datasheet*):

$$C_B := 10 \text{ nF}$$

- Capacitor de filtro do regulador linear (obtido do *datasheet*):

$$C_F := 100 \text{ nF}$$

7.3. ANEXO 3

PROJETO CONVERSOR CC-CC PARA ALIMENTAÇÃO OLED



DADOS

Tensão de Entrada:

$$V_{in} := (20 \ 24 \ 28)^T V$$

Ondulação de Corrente

Indutor de Saída:

$$\Delta I_{Lo} := 20\%$$

Indutor de Entrada:

$$\Delta I_{Lin} := 20\%$$

Ondulação de Tensão

Capacitor de Saída:

$$\Delta V_{Co} := 5\%$$

Capacitor de Entrada:

$$\Delta V_{Cin} := 5\%$$

Comando

Frequência de Comutação:

$$F_s := 1000 \text{ kHz}$$

Tensão de Gate:

$$V_g := (4.5 \ 10)^T V$$

DADOS

ESPECIFICAÇÃO DE PROJETO

Tensão de Alimentação

24V

Tensão de Disparo

4.5V

Temperatura

25°C

DADOS - OLED

OLED

Resistência:

$$r_{oled} := 800 \text{ m}\Omega$$

Capacitância:

$$c_{oled} := 100 \text{ nF}$$

Queda de Tensão:

$$v_{oled} := 6.8 \text{ V}$$

Corrente Máxima:

$$I_{oled} := 350 \text{ mA}$$

DADOS - OLED

☒ DADOS - MOSFETS

IRFR120

MOSFET CANAL - NTensão Reversa:

$$V_{DSn} := 100V$$

Corrente de Dreno:

$$I_{Dn} := 8.4A$$

Resistência de Condução:

$$R_{DSn} := \begin{pmatrix} 300 & 320 \\ 250 & 270 \end{pmatrix} m\Omega \begin{pmatrix} 4.5V \\ 10V \end{pmatrix}$$

Tensão Limiar:

$$V_{thn} := 2V$$

Transcondutância:

$$g_{fsn} := 4.2S$$

Resistência Térmica:

$$R_{\Theta JA} := 110K \cdot W^{-1}$$

TemposSubida:

$$t_{Rn} := (30 \ 45)^T ns$$

Descida:

$$t_{Fn} := (20 \ 30)^T ns$$

Carga do GateTotal:

$$Q_{gn} := (9.7 \ 15)^T nC$$

Miller:

$$Q_{gdn} := (2.3 \ 3.4)^T nC$$

CapacitânciasEntrada:

$$C_{issn} := 350pF$$

Saída:

$$C_{ossn} := 130pF$$

Transferência Reversa:

$$C_{rssn} := 24pF$$

$$C_{gdn} := C_{rssn}$$

$$C_{gdn} = 24 \cdot pF$$

$$C_{dsn} := C_{ossn} - C_{gdn}$$

$$C_{dsn} = 106 \cdot pF$$

$$C_{gs} := C_{issn} - C_{gdn}$$

$$C_{gs} = 326 \cdot pF$$

$$C_{iss} = C_{gd} + C_{gs}$$

Cgs - Linear

$$C_{oss} = C_{gd} + C_{ds}$$

Cds - Não Linear

$$C_{rss} = C_{gd}$$

Cgd - Não Linear

▲ DADOS - MOSFETS

▼ DADOS - DIODO SHOTTKY

DIODO SHOTTKY

Tensão Reversa:

$$V_{Drr} := 30V$$

Corrente Direta:

$$I_D := 1.0A$$

Resistência de Condução:

$$R_D := (50 \text{ } 8)^T \text{ m}\Omega$$

Tensão Direta:

$$V_{Df}(I_D) := \begin{bmatrix} 0.0229 \cdot I_D + 0.0229 \cdot \left[35.07152 \cdot I_D + 1.0 \cdot (I_D)^{2.0} + 2.33 \right]^{0.5} + 0.168 \\ 0.00408 \cdot I_D + 0.0408 \cdot \left[80.6 \cdot I_D + 0.01 \cdot (I_D)^{2.0} + 96.1 \right]^{0.5} - 0.28 \end{bmatrix}$$

Capacitâncias

Equivalente:

$$C_D(V_{in}) = \begin{pmatrix} 42.534 \\ 39.774 \\ 37.58 \end{pmatrix} \cdot \text{pF}$$

Carga da Junção

Total:

$$Q_D := \text{diag} \left(C_D(V_{in}) \cdot V_{in}^T \right)$$

$$Q_D = \begin{pmatrix} 851 \\ 955 \\ 1052 \end{pmatrix} \cdot \text{pC}$$

▲ DADOS - DIODO SHOTTKY

☒ CONVERSOR - BUCK CLÁSSICO
DADOSTensão de Entrada:

$$V_{inbc} := V_{in_{vin}}$$

$$V_{inbc} = 20 \text{ V}$$

Tensão de Saída:

$$V_{obc} := v_{oled}$$

$$V_{obc} = 6.8 \text{ V}$$

Razão Cíclica:

$$D_{bc} := \frac{V_{obc}}{V_{in}}$$

$$D_{bc} = \begin{pmatrix} 0.34 \\ 0.283 \\ 0.243 \end{pmatrix}$$

Corrente de Saída:

$$I_{obc} := I_{oled}$$

$$I_{obc} = 350 \text{ mA}$$

INDUTOR - L_o ***Ondulação de Corrente***

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot (1 - D)}{F_s \cdot L_o}$$

Ondulação Nominal:

$$L_{obc} := \frac{\text{diag} \left[V_{in} \cdot (D_{bc} - D_{bc}^2)^T \right]}{F_s \cdot \Delta I_{Lo} \cdot I_{obc}}$$

$$L_{obc} = \begin{pmatrix} 64 \\ 70 \\ 74 \end{pmatrix} \mu\text{H}$$

$$L_{obc} := 47 \mu\text{H}$$

Ondulação Máxima:

$$L_{obcM} := \frac{V_{in}}{4 F_s \cdot \Delta I_{Lo} \cdot I_{obc}}$$

$$L_{obcM} = \begin{pmatrix} 48 \\ 58 \\ 68 \end{pmatrix} \mu\text{H}$$

Corrente Mínima:

$$I_{Lbcm} := \frac{\Delta I_{Lo} \cdot I_{obc}}{2}$$

$$I_{Lbcm} = 51.844 \text{ mA}$$

Resistência de Condução:

$$R_L := 155 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$R_L = 0.155 \Omega$$

MOSFET

Tensão Máxima:

$$V_{S1bc} := V_{inbc}$$

$$V_{S1bc} = 20 \text{ V}$$

Corrente Eficaz

Ideal:

$$I_{S1efi} := I_{obc} \cdot \sqrt{D_{bc}}$$

$$I_{S1efi} = \begin{pmatrix} 204 \\ 186 \\ 172 \end{pmatrix} \cdot \text{mA}$$

Com Ondulação:

$$I_{S1ef} := I_{obc} \cdot \sqrt{D_{bc} \cdot \left(1 + \frac{\Delta I_{Lo}^2}{3} \right)}$$

$$I_{S1ef} = \begin{pmatrix} 204 \\ 186 \\ 172 \end{pmatrix} \cdot \text{mA}$$

DIODO

Corrente Média

$$I_{D1} := I_{obc} \cdot (1 - D_{bc})$$

$$I_{D1} = \begin{pmatrix} 231 \\ 251 \\ 265 \end{pmatrix} \cdot \text{mA}$$

Corrente Eficaz

Ideal:

$$I_{D1efi} := I_{obc} \cdot \sqrt{(1 - D_{bc})}$$

$$I_{D1efi} = \begin{pmatrix} 284 \\ 296 \\ 305 \end{pmatrix} \cdot \text{mA}$$

Com Ondulação:

$$I_{D1ef} := I_{obc} \cdot \sqrt{(1 - D_{bc}) \cdot \left(1 + \frac{\Delta I_{Lo}^2}{3} \right)}$$

$$I_{D1ef} = \begin{pmatrix} 288 \\ 301 \\ 309 \end{pmatrix} \cdot \text{mA}$$

Tensão Máxima:

$$V_{D1bc} := V_{inbc}$$

$$V_{D1bc} = 20 \text{ V}$$

Tensão de Condução:

$$V_{D1F} := V_{Df} \left(\frac{I_{D1}}{A} \right)_{tp} \cdot V$$

$$V_{D1F} = \begin{pmatrix} 247 \\ 250 \\ 252 \end{pmatrix} \cdot \text{mV}$$

PERDAS CONDUÇÃOMOSFET:

$$P_{CS1} := R_{DSn_{vg, tp}} \cdot I_{S1ef}^2$$

$$P_{CS1} = \begin{pmatrix} 12.9 \\ 10.7 \\ 9.2 \end{pmatrix} \cdot \text{mW}$$

DIODO:

$$P_{CD1} := \text{diag}(I_{D1} \cdot V_{D1F}^T) + I_{D1ef}^2 \cdot R_{Dtp}$$

$$P_{CD1} = \begin{pmatrix} 61 \\ 67 \\ 72 \end{pmatrix} \cdot \text{mW}$$

INDUTOR:

$$P_{CL1} := I_{obc}^2 \cdot R_L$$

$$P_{CL1} = 19 \cdot \text{mW}$$

PERDAS COMUTAÇÃOMOSFET:

$$W_{S1off} := \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot I_{oled} \cdot \left(1 + \frac{\Delta I_{Lo}}{2}\right) \cdot t_{Fn_{tp}}$$

$$W_{S1off} = \begin{pmatrix} 80 \\ 96 \\ 113 \end{pmatrix} \cdot \text{nJ}$$

$$W_{S1on} := \frac{1}{2} \cdot \left[V_{in} \cdot I_{oled} \cdot \left(1 - \frac{\Delta I_{Lo}}{2}\right) \cdot t_{Rn_{tp}} \right]$$

$$W_{S1on} = \begin{pmatrix} 89 \\ 107 \\ 125 \end{pmatrix} \cdot \text{nJ}$$

$$W_{S1cds} := \frac{2}{3} \cdot C_{dsn} \cdot V_{in}^2$$

$$W_{S1cds} = \begin{pmatrix} 28 \\ 41 \\ 55 \end{pmatrix} \cdot \text{nJ}$$

DIODO:

$$W_{D1on} := \frac{1}{2} \cdot \text{diag}(V_{in}^2 \cdot C_D(V_{in})^T)$$

$$W_{D1on} = \begin{pmatrix} 9 \\ 11 \\ 15 \end{pmatrix} \cdot \text{nJ}$$

COMANDO:

$$W_{gc1} := \text{diag}(V_g \cdot Q_{gn}^T)$$

$$W_{gc1} = \begin{pmatrix} 43.65 \\ 150 \end{pmatrix} \cdot \text{nJ}$$

TOTAL:

$$P_t := \left[\begin{array}{c} W_{S1off} + W_{S1on} + W_{S1cds} \dots \\ + W_{D1on} \\ + P_{CS1} + P_{CD1} + P_{CL1} \end{array} \right] \cdot F_s \dots \cdot (1 \quad 1)$$

$$P_t = \begin{pmatrix} 300 & 300 \\ 353 & 353 \\ 408 & 408 \end{pmatrix} \cdot \text{mW}$$

$$P_{gc1} := \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \cdot W_{gc1} \cdot T \cdot F_s$$

$$P_{gc1} = \begin{pmatrix} 43.65 & 150 \\ 43.65 & 150 \\ 43.65 & 150 \end{pmatrix} \cdot \text{mW}$$

$$P_T := P_t + P_{gc1}$$

$$P_T = \begin{pmatrix} 343.407 & 449.757 \\ 396.606 & 502.956 \\ 451.353 & 557.703 \end{pmatrix} \cdot \text{mW}$$

$$P_{obc} := V_{obc} \cdot I_{obc} = 2.38 \text{ W}$$

$$\eta := \frac{P_{obc}}{P_{obc} + P_T} = \begin{pmatrix} 0.874 & 0.841 \\ 0.857 & 0.826 \\ 0.841 & 0.81 \end{pmatrix}$$

► CONVERSOR - BUCK CLÁSSICO